

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais



Departamento de Eletrônica e Biomédica

Laboratório de Eletrônica de Potência

Prof. Arnaldo de Matos Gomes

Prof. Edmar Ferreira Cota

Prof. Rubens M. Santos Filho

Prof. Francisco E. Magalhães

Prof. Fernando Venâncio Amaral

Prof. Waldir Eduardo Rapalo Jr.

Belo Horizonte, 2020

Prefácio

Prezado Aluno,

A Eletrônica de Potência é uma tecnologia que vem ganhando cada vez mais importância para a vida das pessoas, em todo o mundo. O aperfeiçoamento dos processos produtivos, cada vez mais automatizados, a utilização da eletricidade nos meios de transporte e o aproveitamento cada vez mais intenso das energias renováveis, como a solar e a eólica, têm requerido cada vez mais a utilização de técnicas eficientes de processamento da energia elétrica, tarefa a que a Eletrônica de Potência especialmente se dedica.

Esta apostila é resultado de vários anos de desenvolvimento de aulas de laboratório de Eletrônica de Potência para o curso técnico de Eletrônica do Cefet-MG. Elas foram preparadas pensando-se não na mera transmissão de informações, mas sim em desenvolver nos alunos o espírito crítico e de análise, de modo a estimular o raciocínio lógico e criativo dentro do assunto. Entretanto, sabemos que o aperfeiçoamento contínuo é o único caminho para a excelência. Nesse contexto, contamos com a sua ajuda no sentido de apresentar sugestões e de apontar os eventuais enganos cometidos no texto ou na metodologia.

Esperamos que esse material lhe seja útil no aprendizado da disciplina, não somente durante o curso técnico, mas também no futuro, seja em cursos mais avançados, seja no âmbito profissional.

Desde já desejamos a você um ótimo ano de estudos.

Atenciosamente,

Os autores.

NOME DO ALUNO: ______________________________________ TURMA: ________

Práticas

1. Estudo do SCR – Silicon Controlled Rectifier ou Tiristor 1
2. Gradador Monofásico (Dimmer) 8
3. Estudo do Circuito Integrado de Comando de Tiristores: TCA785 – "Phase Control IC" 16
4. Estudo da Máquina de Corrente Contínua - MCC 24
5. Retificadores Monofásicos de Onda Completa em Ponte Mista 32
6. Retificadores Trifásicos não controlados 38
7. Retificador Trifásico em Ponte Mista 45
8. Corrente de Entrada e Fator de Potência de Retificadores 49
9. Comportamento Dinâmico de Diodos 55
10. Modulação PWM com o CI LM3524 60
11. Transistores MOS de Potência e Chopper de 1 Quadrante 65
12. Chopper de 2 Quadrantes a Transistor – Acionamento da Máquina c.c. 74
13. Conversor Buck 80
14. Conversor Buck em malha fechada 85
15. Inversores Monofásicos a Transistor: Comando Phase-Shift Simulação no PSIM 91
16. Inversor Monofásico a Transistor: Comando Phase-Shift – Montagem 95
17. Inversor Monofásico a Transistor: Comando PWM 2 Níveis – Simulação no PSIM 101
18. Inversor Monofásico a Transistor: Comando PWM 2 Níveis – Montagem 105
19. Inversor de Frequência Toshiba 109
20. Programa Simulador de Circuitos de Potência: PSIM 114

Apêndices

Apêndice 1 – PSIM - Simulador de Circuitos e Sistemas de Eletrônica Potência 114

Anexos – Folhas de Dados

SCR BT151 117
CI TCA785 119
TRIAC BT138 125
DIAC DB3 123
CI LM3524 129
MOSFET IRF840 125
IGBT IRG4IBC30UD 137
CAPACITORES ELETROLÍTICOS série B41896 141
DIODO MUR460 143
DIODO 6A8 145
MCC MAXON RE-50 146
CI MOC 3023 147

Algumas orientações sobre os uso do osciloscópio do LEP (Tektronix TDS2002)

Gravação das formas de onda

- As formas de onda ao longo das atividades práticas deverão ser registradas numa *pendrive* por meio da porta USB frontal do osciloscópio;
- Para configurar a função de gravação, configure primeiro o botão "*print*" como botão para salvar a imagem da tela. Para isso, vá ao menu *Utility* > Opções > Configuração da impressora;
- Como ação escolha "gravar imagem" e ligue a "economia de tinta" para obter fundo branco nas imagens;
- O *layout* deve ser horizontal;
- Para o formato de arquivo, escolha "TIFF" ou "PCX". Esses formatos resultam nos arquivos mais eficientes (tamanho) para esse tipo de imagem.
- Feito isso, ao se pressionar o botão "*print*", a tela será gravada na *pendrive*;
- Atenção:
    - O arquivo possuirá o nome "TEKxxxx.tif", onde xxxx é o número posterior ao último arquivo gravado. Anote esse nome em local adequado na apostila para não se perder;
    - O nome do arquivo é mostrado brevemente na tela assim que a gravação termina;
    - **A gravação será tão mais rápida quanto menos arquivos houver na pasta da *pendrive***;
    - Se necessário, crie uma pasta vazia para gravar os arquivos do LEP (e selecione-a por meio do utilitário de arquivos do osciloscópio em *Utility* > Utilitário de arquivos. Depois de selecioná-la pressione > Mudar Pasta em *Utility*).

Ajuste do ganho das pontas de prova

- No LEP trabalhamos com as pontas (sondas) de tensão sempre em x10, pois isso resulta em:
    - Maior fundo de escala (maior tensão pode ser medida, o que protege o instrumento);
    - Muito maior largura de faixa (em Hz);
    - Menor carregamento do circuito sob medida.
- A atenuação e o tipo da ponta deve ser informada ao osciloscópio, para que as indicações na tela sejam corretas. Pressione o botão de menu vertical (amarelo ou azul). Entre primeiro o tipo de sonda (tensão ou corrente). Em seguida, informe a atenuação;
    - Para sonda de tensão escolha x1 ou x10;
    - Para sonda de corrente informe o valor de mV/A ou ganho 1x, 10x 100x etc...
    - Exemplo:
        - Se for desejado ler a corrente diretamente de um resistor *shunt* de 0,1Ω, deve ser ajustado o valor 100mV/A (que é o mesmo que 10x);
        - Mas se uma ponta de tensão ajustada em x10 for utilizada para ler a tensão resultante da passagem da corrente sobre esse mesmo *shunt*, tem-se 10x da sonda x 10x do *shunt*. Então deve ser ajustado o valor 10mV/A (que é o mesmo que 100x);

Ajuste do tipo de acoplamento dos canais

- No osciloscópio, o acoplamento "c.a." bloqueia a componente contínua do sinal, e assim o sinal é visualizado na tela sem o seu valor médio, i.e., sem o seu *offset* ou componente c.c.. Isso ocorre porque, nesse caso, o sinal passa por um capacitor antes de ser aplicado ao amplificador vertical, e assim um sinal puramente CC aparecerá como um sinal nulo na tela;
- Já o acoplamento c.c. faz com que o sinal seja mostrado completo, incluindo suas componentes c.a. e c.c.. Esse é o tipo de acoplamento que utilizaremos em 99% dos casos no LEP.

Prática 1

Estudo do SCR – Silicon Controlled Rectifier ou Tiristor

Tópicos abordados

- O SCR: constituição, simbologia, circuito equivalente interno, formas de disparo (desejáveis e indesejáveis), formas de bloqueio, principais parâmetros elétricos, curva V_{AK} x I_A;
- Comportamento do SCR em c.c. e em c.a.
- Comutação forçada do SCR em circuitos c.c.;

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Apresentação teórica pelo professor;
- Montagem e estudo dos circuitos, discussão dos resultados e resolução do questionário.

Procedimentos – Parte I.1 (o SCR em c.c.)

1. Identifique os terminais do SCR a ser utilizado na prática e anote seu código: _______________
2. Monte o circuito da Figura 1. Utilize uma lâmpada automotiva como carga (mod. BA15-S, 1 polo).

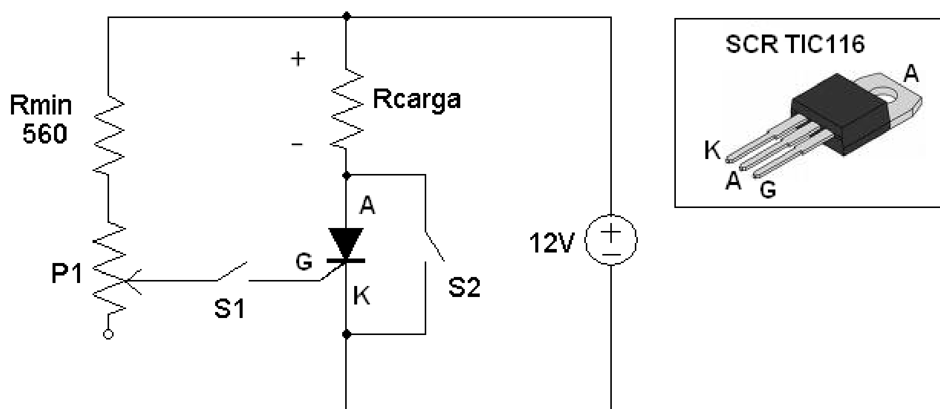


Figura 1 – Circuito para estudo do SCR em c.c.

3. Utilizando as chaves S_1 e S_2, efetue o disparo e o bloqueio do SCR. Utilize inicialmente $P_1=0\Omega$. Anote suas observações.

4. Meça a queda de tensão direta (V_{AK}) sobre o SCR no estado de condução: V_T = __________

5. Variando P_1, determine a corrente mínima de gatilho necessária para disparar o SCR. Para isso meça a queda de tensão na resistência de *gate* (resistor de 560Ω). $I_{GT} \approx$__________.

Cálculos

6. Substitua a carga por um resistor de 120Ω em série com a década resistiva, conforme ilustra a Figura 2. Variando P_1, determine o valor aproximado da corrente de travamento I_L (corrente de *latching*), que é o valor mínimo de corrente de anodo que mantém o SCR disparado logo após cessada a corrente de *gate*. Utilize um voltímetro na carga para verificar o estado de condução ou de bloqueio do SCR. $I_L \approx$ _________A.

Cálculos

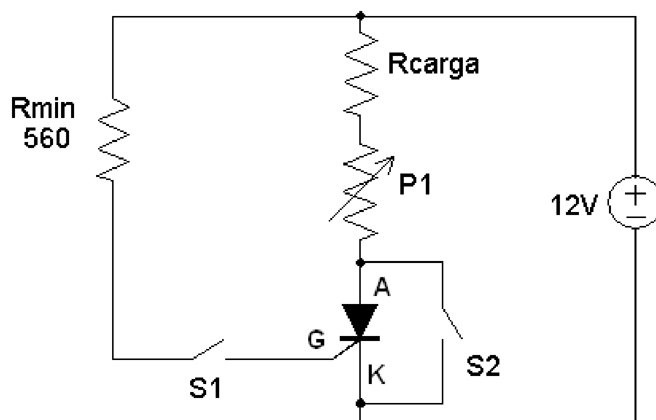


Figura 2 – Circuito para determinação da corrente de *latching* do SCR

7. Ainda utilizando o circuito da Figura 2, determine o valor aproximado da corrente de manutenção do SCR utilizado, isto é, o valor mínimo da corrente de anodo que ainda mantém o SCR em condução (com I_G=0). Dica: dispare o SCR utilizando em P_1 o maior valor possível que ainda leva ao travamento. Uma vez em condução após retirada a corrente de *gate*, eleve P_1 até ocorrer o bloqueio. A corrente de anodo obtida antes do bloqueio será aproximadamente igual a $I_H \approx$ _________A.

8. Se a década resistiva do laboratório abrisse o circuito ao se mudar de um valor de resistência para outro, seria possível a medição da corrente I_H com ela? Discuta com seu professor e explique o que é uma chave *break-before-make* e uma chave *make-before-break*. De qual dos dois tipos são as chaves das décadas do laboratório?

Comutação forçada do SCR em c.c.:

9. Monte o circuito da Figura 3 utilizando a lâmpada automotiva como carga. Inicialmente fixe o capacitor no painel de bornes, e deixe preparado dois cabos banana conectados em seus terminais.
10. Efetue o disparo do SCR, tendo o cuidado de retirar a corrente de *gate* após o disparo (abrir S_1).
11. Carregue o capacitor na fonte de 12V e conecte-o ao SCR como na Figura 3, de modo que $V_{AK} < 0$.

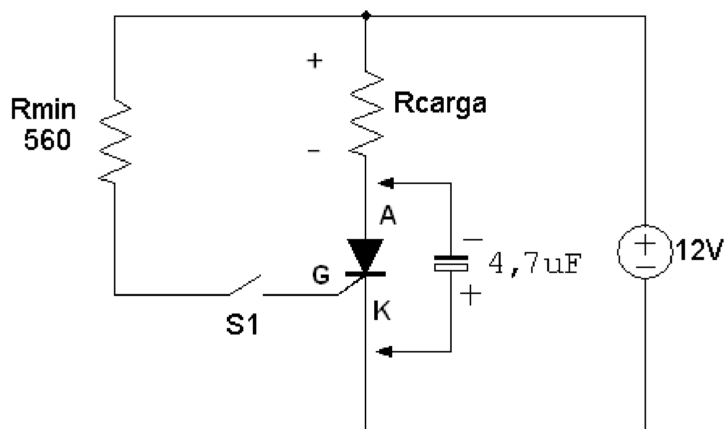


Figura 3– Circuito para efetuar manualmente a comutação forçada do SCR

12. O que ocorreu com o SCR ao ficar conectado ao capacitor carregado negativamente? Por que?

Procedimentos – Parte II (o SCR em c.a.)

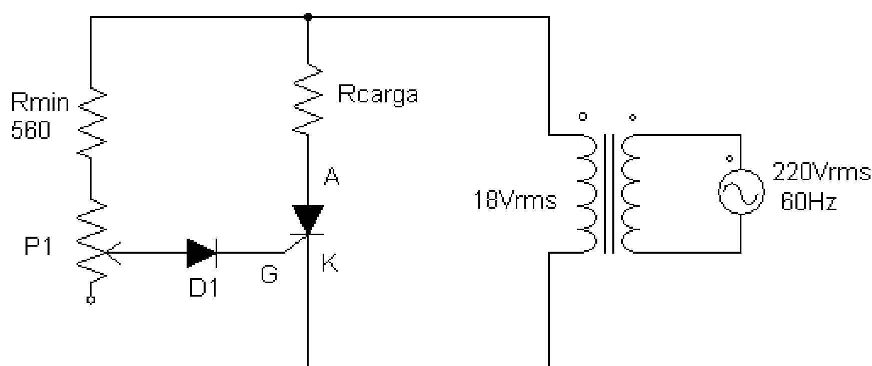
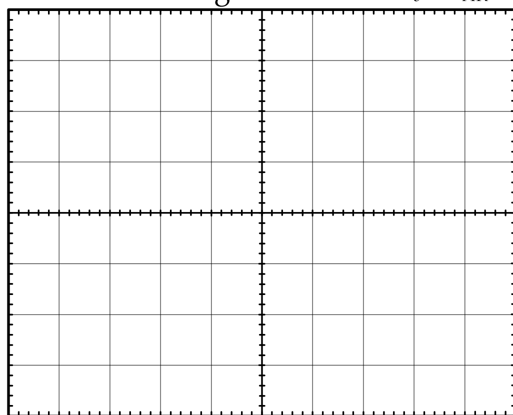


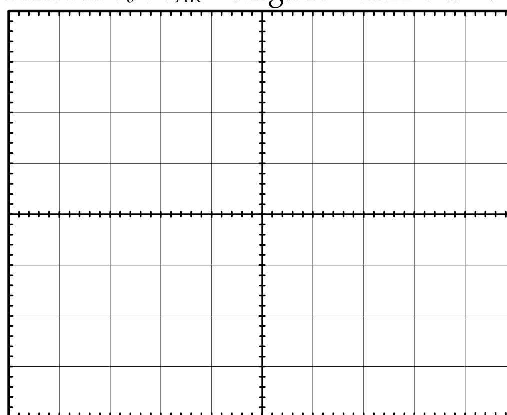
Figura 4 – Circuito para estudo do SCR em c.a.

13. Monte o circuito da Figura 4. Utilize a lâmpada BA-15S como carga. Energize o circuito e varie P_1.
14. Observe a forma de onda da tensão na carga para valores diferentes de P_1.
15. Por que o brilho da lâmpada varia quando o valor de P_1 é alterado?

Tensão na carga e no SCR – v_o e v_{AK}



Tensões v_o e v_{AK} – carga R = 1kΩ e $\alpha \approx 90^o$



16. Registre as formas de onda da tensão na carga e da tensão V_{AK} no SCR em um mesmo oscilograma.
17. Por que P_1 varia o instante onde o SCR dispara, isto é, varia o seu ângulo de disparo?

18. Utilizando um voltímetro c.c., meça o valor médio da tensão na carga para os ângulos de disparo α=30º α=60º. Anote o valor de pico da senoide para comprovação teórica de Vo_{med}. V_{max}=________V.

19. Calcule o valor da tensão média obtida na carga no item 18 com α=30º e com α=60º. Utilize o valor de V_{max} medido anteriormente.

Deduza a expressão $Vo_{med} = \frac{V_{max}}{2\pi}(1+\cos\alpha)$

20. Tente realizar o disparo do SCR além de 90º. Por que isso não é possível nesse circuito?

21. Explique como ocorre a comutação (desligamento) do SCR nesse circuito.

22. Que nome recebe esse tipo de comutação do SCR nos circuitos c.a.? Pergunte ao seu professor.

23. Substitua a carga por um resistor de 1kΩ. Efetue o disparo do SCR num ângulo bem próximo de 90º e observe a forma de onda da tensão na carga. O que ocorreu com o ângulo de extinção da corrente (β)? Por que?

24. A partir da forma de onda encontrada no item 22, determine o valor aproximado da corrente de manutenção do SCR utilizado. $I_H \approx$________.

Cálculos

Questionário

1. Diferencie corrente de manutenção (*Holding*, I_H) e corrente de travamento (*Latching*, I_L) de um SCR.
2. Cite e explique as formas de disparo e de bloqueio do SCR.
3. Quais são as formas possíveis mas indesejadas de disparo de um SCR?
4. Apresente uma ou mais aplicações para o circuito da Figura 3.
5. Por que o diodo D_1 no circuito a Figura 4 é necessário?
6. A potência na carga pode ser variada por meio do circuito da Figura 4? Como?
7. Que tipo de conversão de energia realiza o circuito da Figura 4?
8. Cite uma aplicação para esse tipo de conversão.
9. Determine os valores teóricos de Vo_{med} obtidos no item 18.

10. Faça o *download* do *datasheet* do SCR utilizado na prática e apresente os valores dos parâmetros:

SCR cod. __________			
Parâmetro	**Sigla**	**Valor**	**Unidade**
Máxima corrente média conduzida admissível			A
Máxima corrente eficaz conduzida admissível			A_{rms}
Máxima corrente não repetitiva conduzida admissível			A
Máxima temperatura de operação admissível			^oC
Corrente mínima de *gate* para disparo (típica)			mA
Tensão mínima de *gate* para disparo (típica)			V
Queda de tensão no estado *on* (típica)			V
Queda de tensão no estado *on* para I_T=10A e Tj=25°C			V
Máxima tensão direta repetitiva em bloqueio admissível			V
Máxima tensão inversa repetitiva em bloqueio admissível			V
Corrente de manutenção (típica)			mA
Corrente de manutenção para T_j=100°C			mA
Potência total dissipada para I_{TAV}=5A e ângulo de condução de 90°			W

Anotações

Anotações

Prática 2

Gradador Monofásico (Dimmer)

Tópicos abordados

- O TRIAC (Thyristor AC) como chave eletrônica bidirecional de potência;
- O DIAC como componente base para um gerador de pulsos;
- Etapas de funcionamento de um circuito chaveado;
- O gradador monofásico com TRIAC – montagem e funcionamento;
- Medição do valor eficaz de sinais não senoidais – instrumentos "*True-rms*";
- Análise quantitativa do funcionamento do gradador e construção da escala de potência adequada.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Exposição teórica sobre o DIAC, TRIAC e gradador monofásico;
- Montagem e estudo do circuito, discussão dos resultados e resolução do questionário.

Procedimentos – Parte I: Gerador de pulsos com DIAC

1. Monte o circuito da Figura 1 (gerador de pulsos com DIAC) e verifique o seu funcionamento. Ajuste a década resistiva em 1kΩ inicialmente.
2. Registre em um mesmo referencial de tempo as formas de onda sobre o capacitor e sobre a carga.

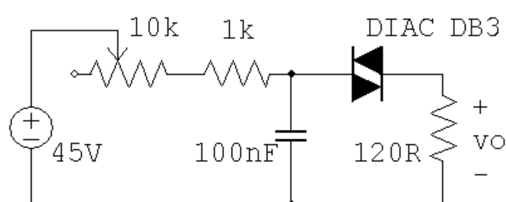


Figura 1 - Gerador de Pulsos

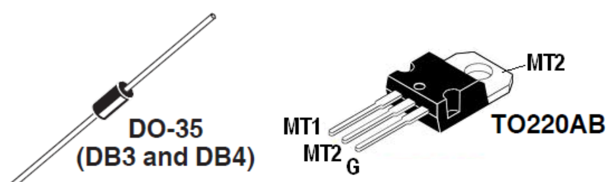


Figura 2 - Pinagens do DIAC e do TRIAC

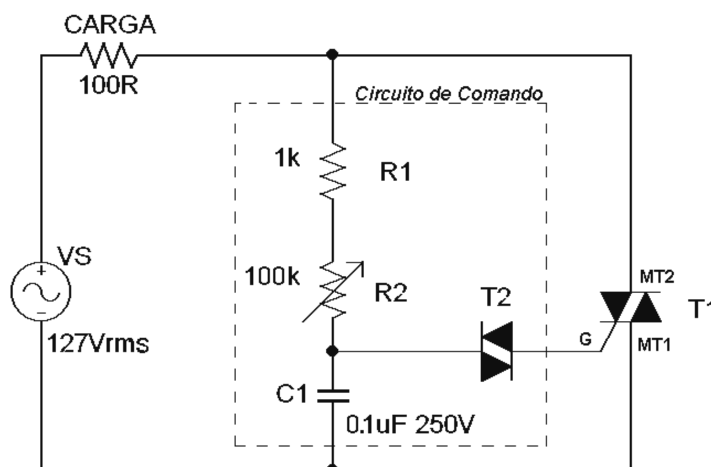


Figura 3 - Gradador Monofásico (*dimmer*)

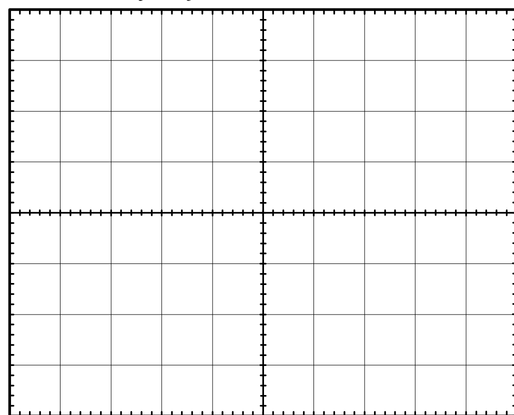
3. A partir das formas de onda observadas obtenha os valores da tensão de ruptura V_{BO} (*break-over voltage*) e da tensão direta V_F (*Forward* voltage) do DIAC. V_{BO}:__________ V_F:_________.

4. Quando se altera o valor do potenciômetro, o que ocorre com a frequência e amplitude da forma de onda de v_o?

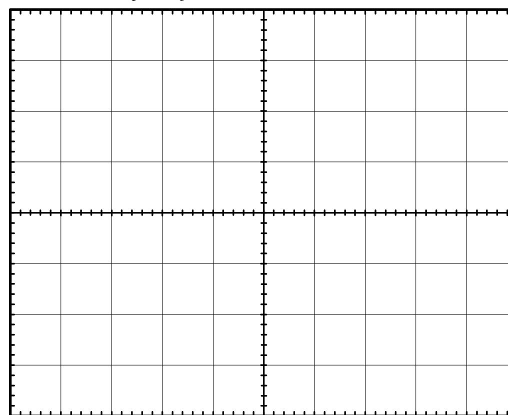
5. Desenhe os diagramas elétricos das duas etapas de funcionamento do circuito da Figura 1. Para cada etapa, inclua no diagrama apenas os componentes que conduzem corrente.

6. Substitua a fonte de 45Vcc por uma fonte c.a. de $36V_{rms}$/60Hz. Observe as formas de onda no capacitor (v_c) e na carga (v_o) e registre-as no mesmo oscilograma. Explique os resultados encontrados.

Tensões v_c *e* v_o – Circuito 1 com fonte c.c.



Tensões v_c *e* v_o - – Circuito 1 com fonte c.a.



Procedimentos – Parte II: Gradador Monofásico com TRIAC

7. Monte o circuito da Figura 3 utilizando uma lâmpada incandescente como carga. Verifique o funcionamento do circuito variando R_2. Anote suas observações e também o código do TRIAC:______

8. Apresente pelo menos quatro aplicações para esse circuito (gradador). Se necessário peça ajuda ao seu professor:

9. Observe a forma de onda da tensão na lâmpada e registre-a. Utilize "linha" como origem de *trigger* do osciloscópio. O que ocorre com a tensão na lâmpada à medida que R_2 é variado? Por que?

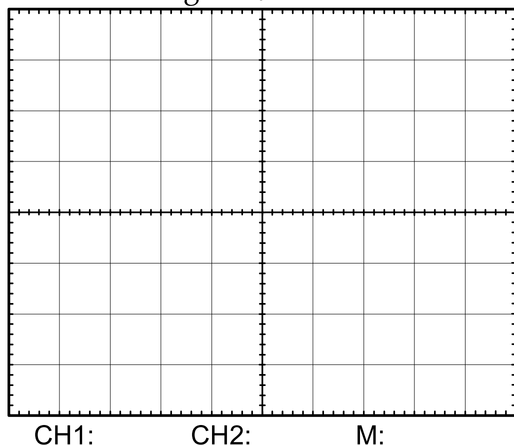
10. Desligue a alimentação do circuito e retire o DIAC. Religue o circuito e observe as formas de onda de v_s e de v_c em um mesmo referencial de tempo para diferentes valores de R_2.

11. À medida que R_2 cresce, o que ocorre com o instante onde v_c atinge o valor de tensão V_{BO}? Dica: No osciloscópio, posicione cursores horizontais nos valores $+V_{BO}$ e $-V_{BO}$.

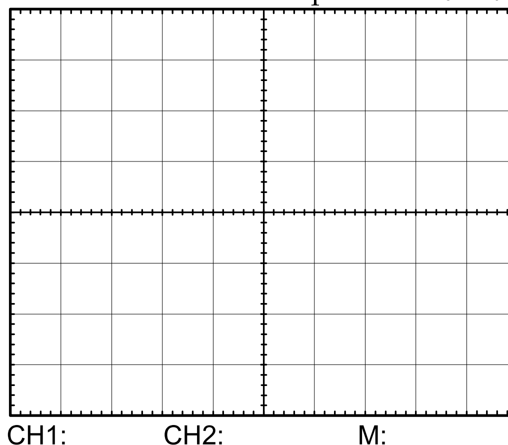
12. No gradador completo, como então a variação de R_2 afeta o brilho na lâmpada?

13. Desligue o circuito. Retorne com o DIAC ao circuito e religue-o. Registre em um mesmo referencial de tempo as formas de onda da tensão no capacitor e da tensão no TRIAC ($V_{MT2\text{-}1}$).

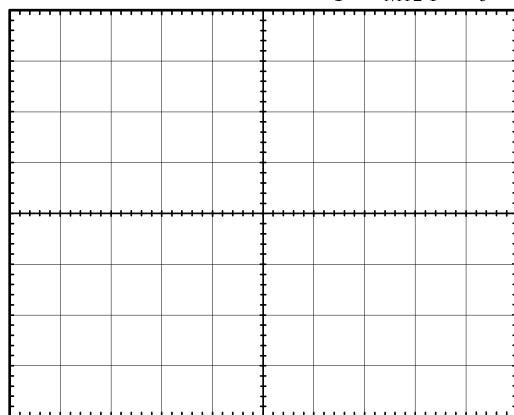
Tensão na carga – v_o



Tensão na fonte e no capacitor – v_s e v_c



Tensão no TRIAC e em C_1 – $v_{MT2\text{-}1}$ *e* v_c



14. Que tipo de conversão o circuito da Figura 2 realiza? Qual é o nome desse conversor?

15. Determine a expressão teórica do valor eficaz (Vo_{rms}) da tensão na carga do gradador monofásico em função do ângulo de disparo α (para casa). Considere a tensão da rede igual a $V_s(\theta) = V_{max}\,\text{sen}\,\theta$.

Resp.: $Vo_{rms} = V_{max}\sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{4\pi}\right)}$

16. Preencha a tabela abaixo. Para medir o valor eficaz correto use um voltímetro do tipo "*True-rms*".

Valor eficaz da tensão da Rede: Vs_{rms}=					
Ângulo de disparo α	Valor da Resistência (Ω)	Vo_{rms} (V_{rms}) Voltímetro comum	Vo_{rms} (V_{rms}) Voltímetro "*True-rms*"	Vo_{rms} (V_{rms}) Valor teórico	Erro voltímetro comum= $\frac{Vteórico - Vmedido}{Vteórico} \cdot 100\%$
α_{MIN}=					
30º					
45º					
60º					
90º					
120º					
α_{MAX}=					

17. O que se pode afirmar sobre valores obtidos pelo voltímetro "*True-rms*" e sobre os valores obtidos pelo voltímetro convencional no presente caso?

18. (Tarefa): Monte num mesmo gráfico as três seguintes curvas (formato *y* versus *x*): Vo_{rms}(teórico) x α; Vo_{rms}(multímetro convencional) x α; Vo_{rms}(multímetro *True-rms*) x α. Utilize a planilha eletrônica *Excel* ou outro *software* de sua preferência. Tipo de gráfico: "Dispersão com linhas".

Gráfico:

19. (Tarefa) Construa o gráfico da potência na carga em % em função do valor da resistência R_2. Obs.: Nesse caso, 100% corresponde à máxima potência nessa carga. Considere por ex. R_{carga}=100Ω.

Gráfico:

20. (Tarefa) Pensando na utilização de um potenciômetro linear para variar a potência numa carga resistiva na faixa 0-100%, elabore uma escala para indicar esta potência de acordo com a posição angular do eixo do potenciômetro. Tome por base os valores de resistência registrados na tabela do item 16. Considere a faixa total de variação de ângulo do potenciômetro igual a 270º (0º→0Ω, 270º→R_{max} do potenciômetro escolhido). Utilize um transferidor para maior exatidão em sua escala.

Escala:

21. Utilize o gradador para acionar um motor do tipo universal. Quando acionado em baixas velocidades por esse gradador, o torque do motor é alto ou baixo? Anote suas observações.

Questionário

1. Cite dois conceitos que você aprendeu durante a realização dessa prática, e que em sua opinião são importantes ou interessantes. Justifique.
2. Cite pelo menos quatro aplicações práticas para o gradador;
3. Existe algum tipo de instrumento analógico que tenha a característica "*True-rms*"? Pesquise!
4. O que é um motor universal?
5. Faça o *download* do *datasheet* do DIAC utilizado na prática e apresente os valores dos parâmetros:

Parâmetro	Sigla	Valor	Unidade
Máxima corrente de pico repetitiva conduzida			A
Tensão de ruptura típica			V
Diferença mínima entre a tensão de ruptura e a tensão direta			V
Tensão de ruptura para Tj=55°C			V

6. Faça o *download* do *datasheet* do TRIAC utilizado na prática e apresente os valores dos parâmetros:

Parâmetro	Sigla	Valor (típico)	Unidade
Máxima corrente eficaz conduzida admissível			A_{rms}
Máxima corrente não repetitiva conduzida admissível			A
Máxima temperatura de operação admissível			°C
Queda de tensão no estado *on* (típica)			V

Queda de tensão no estado *on* para I_{Trms}=10A e Tj=25°C	V
Máxima tensão direta repetitiva em bloqueio admissível	V
Máxima tensão inversa repetitiva em bloqueio admissível	V
Corrente de manutenção (típica)	mA
Corrente de manutenção para T_j=100°C	mA
Potência total dissipada para I_T=10A_{rms} e ângulo de condução α=120°.	W
Corrente de *gate* de disparo (típica) para V_{T1T2}>0 e I_G>0	mA
Corrente de *gate* de disparo (típica) para V_{T1T2}<0 e I_G>0	mA
Máxima resistência térmica entre a junção e a cápsula	°C/W
Máxima resistência térmica entre a junção e o ambiente	°C/W

Anotações

Anotações

Prática 3

Estudo do Circuito Integrado de Comando de Tiristores: TCA785 – "Phase Control IC"

Tópicos abordados

- O CI TCA785 como gerador de pulsos sincronizados com a rede;
- Compreensão do diagrama em blocos do circuito interno do CI TCA785 e seu funcionamento;
- Configuração e polarização do CI TCA785 para o comando conversores tiristorizados;
- Compreensão da necessidade e da operação dos circuitos de ataque de gatilho.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Montagem e estudo do circuito, discussão dos resultados e resolução do questionário.

Introdução: Descrição básica do funcionamento do CI TCA785

O CI TCA785 foi concebido especialmente para operar como gerador de pulsos de comando para circuitos tiristorizados. Ele pode ser entendido como um computador analógico, com uma função bem específica. Seu diagrama em blocos está apresentado na figura ao lado. Um detector de passagem da rede por zero estabelece o sincronismo entre os pulsos gerados e a rede elétrica. Assim, uma amostra da tensão da rede deve ser ligada ao pino 5 (*Vsync*). O ângulo de disparo (α) (isto é, o ângulo entre a passagem por zero da senoide da rede elétrica e o pulso gerado na saída do CI) é ajustado através da tensão aplicada no pino 11 (V_{11}=tensão de controle), a qual é comparada com a tensão em rampa (dente de serra), presente no pino 10. Nos semiciclos positivos da tensão da rede, pulsos são gerados no pino 15 quando $V_{10} > V_{11}$. Nos semiciclos negativos da tensão da rede, é no pino 14 que surgem pulsos quando $V_{10} > V_{11}$. O ângulo de disparo pode ser variado entre 0° e 180° dependendo de V_{11}. A largura dos pulsos gerados nos pinos 14 e 15 depende do

valor do capacitor ligado ao pino 12. Se C_{12}=0 (i.e. pino 12 aberto), a largura dos pulsos é $\Delta t \cong 30\mu s$. Se o pino 12 é aterrado, os pulsos são estendidos até a próxima passagem por zero da rede. A tensão em rampa no pino 10 é produzida pelo carregamento do capacitor C_{10} pela fonte de corrente constante I (veja Figura 1). Quando a passagem por zero da tensão da rede é detectada, o transistor de descarga T68 é ativado, curto-circuitando momentaneamente o capacitor C_{10}. Desta forma, obtém-se no pino 10 uma onda dente de serra sincronizada com a senoide da rede elétrica. A amplitude dessa onda dente de serra depende dos valores de C_{10} e da corrente I fornecida pela fonte de corrente (a qual por sua vez depende de R_9). O valor de I é dado por

$$I = \frac{3{,}1 \cdot K}{R_9} \qquad (1)$$

onde K=1,1 (±20%) e depende da fabricação do CI. A amplitude (pico) da onda dente de serra é a tensão no capacitor $T/2$ segundos após a última passagem por zero, quando o capacitor foi totalmente descarregado por T68 (onde T é o período da senoide da rede). Se a corrente no capacitor é constante, a tensão cresce linearmente (com taxa constante), de acordo com a lei fundamental

$$i_c = C\frac{dv_c}{dt}. \qquad (2)$$

Integrando-se ambos os lados dessa equação, obtém-se

$$\int i_c dt = C\int dv_c = C\, v_c \qquad (3)$$

Explicitando-se a tensão no capacitor v_c, obtém-se:

$$v_c = \frac{1}{C}\int i_c\, dt \qquad (4)$$

Como i_c=I=constante, tem-se

$$v_c = \frac{1}{C}\int I\, dt = \frac{I}{C}t + c \qquad (5)$$

Para t=0, v_c=0 e assim c=0. Para t=$T/2$:

$$v_c(\tfrac{T}{2}) = \frac{I}{C}\cdot\frac{T}{2} \qquad (6)$$

Substituindo nessa expressão o valor de I obtido anteriormente, chega-se finalmente à expressão da amplitude da onda dente de serra:

$$V_{10\max} = v_c(\tfrac{T}{2}) = \frac{3{,}1\cdot K}{R_9\cdot C_{10}}\cdot\frac{T}{2} \qquad (7)$$

A Figura 2 apresenta as principais formas de onda do funcionamento do CI TCA785. A inibição da geração de pulsos em todas as saídas pode ser realizada aterrando-se o pino 6. A fim de se evitar que esse pino fique "flutuando", deve-se ligá-lo a +*Vcc* através de um resistor de *pull-up*.

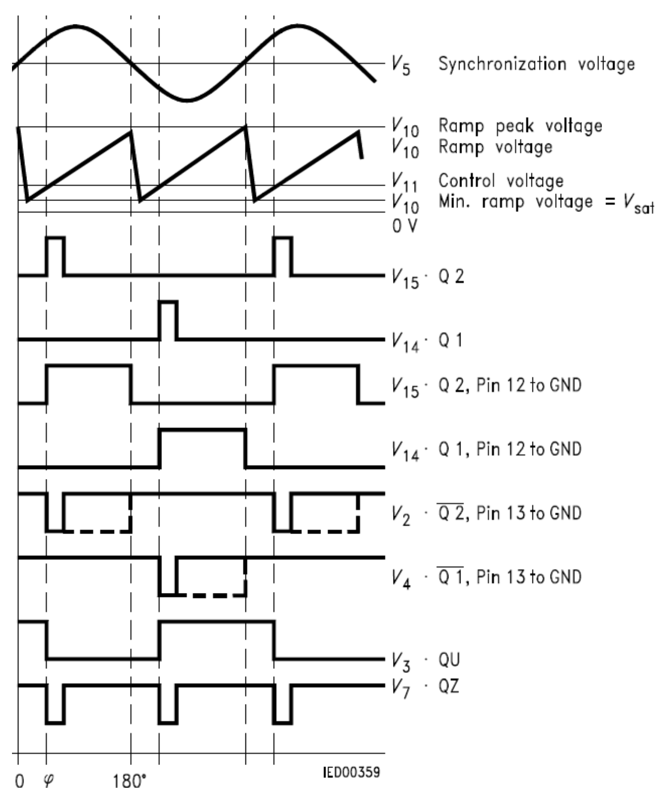


Figura 2 – Sinais principais do CI TCA785

Procedimentos – Parte I:

1. Observe o circuito básico do CI TCA785 a seguir.
2. Com a ajuda do datasheet do CI (veja anexos da apostila), dimensione:
   a. O resistor limitador da corrente nos diodos do pino 5 tal que a corrente de pico seja 1mA;
   b. O capacitor C_{12} de modo que a largura dos pulsos produzidos seja em torno de 200μs. Veja na tabela de características na página 6 do datasheet;
   c. O resistor R_6 de modo que possa se obter a função de inibição por meio da chave no pino 6. Consulte os parâmetros elétricos desse pino (V_{6L}, V_{6H}, I_{6L}, I_{6H}) na página 5 do *datasheet*;
   d. Qual deve ser o valor total da resistência no pino 9 para que a amplitude da rampa seja 10V?

Determinação dos valores de R_5, C_{12} e R_6:

3. Monte em *protoboard* o circuito básico do CI TCA785, conforme mostrado na Figura 3. Utilize os valores calculados anteriormente para R_5, R_6, C_{12}. Peça a um colega para conferir sua montagem.

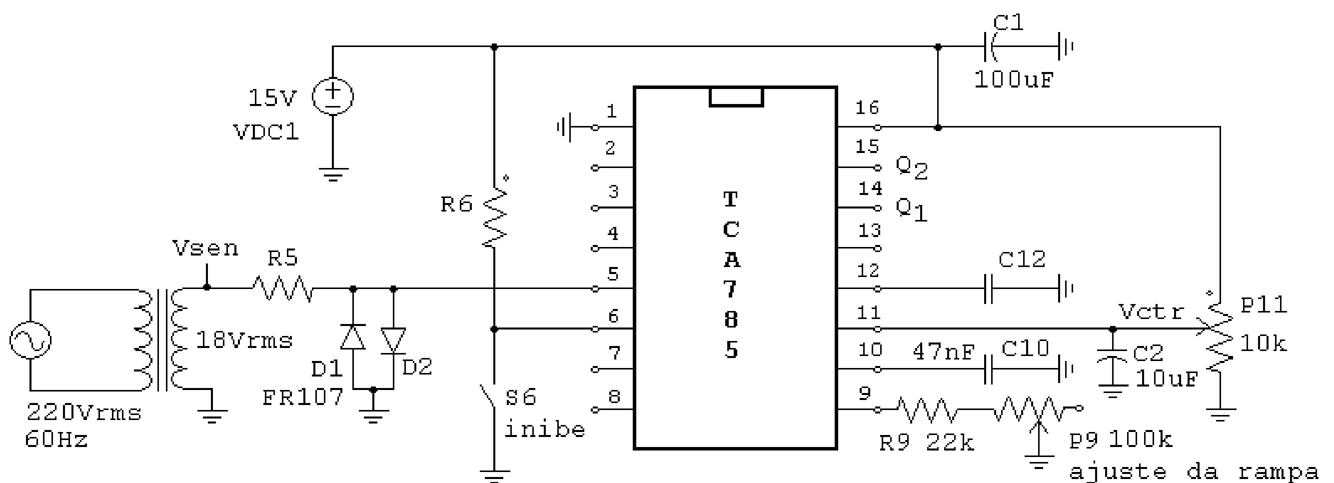


Figura 3 – Circuito básico para estudo do CI TCA785

4. Observe simultaneamente a forma de onda da tensão no secundário *Vsen* e a onda dente de serra.
5. Ajuste P_9 de modo que a amplitude da onda dente de serra (V_{ds} ou V_{10}) seja igual a 10V.
6. Registre as formas de onda *Vsen* e a onda dente de serra.
7. Estas duas ondas (*Vsen* e V_{10}) estão sincronizadas (i.e., possuem defasamento constante)? ________
8. Observe simultaneamente as forma de onda da tensão no secundário *Vsen* e a saída de pulso no pino 15. Varie a tensão de controle (V_{ctr} ou V_{11}) e observe o que ocorre com o defasamento do pulso em relação a *Vsen*. Faça o mesmo para o pino 14. Registre *Vsen*, V_{14} e V_{15}. Anote suas observações.

9. Verifique experimentalmente as funções dos pinos 6 e 12 conforme descrito no texto. Anote suas observações.

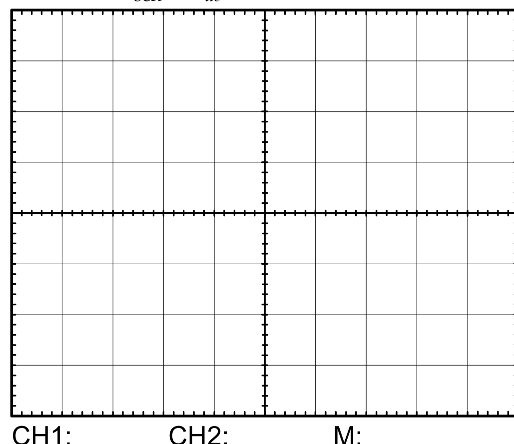
10. Com base na descrição teórica apresentada, determine a expressão do ângulo de disparo (α) em função da tensão de controle V_{ctr} e do valor de pico da onda dente de serra (V_{ds} ou V_{10max}).

$\alpha(V_{ctr})$=...

11. Verifique experimentalmente a validade da expressão que você desenvolveu no item anterior. Utilize por exemplo o valor 5,0V para V_{ctr}.

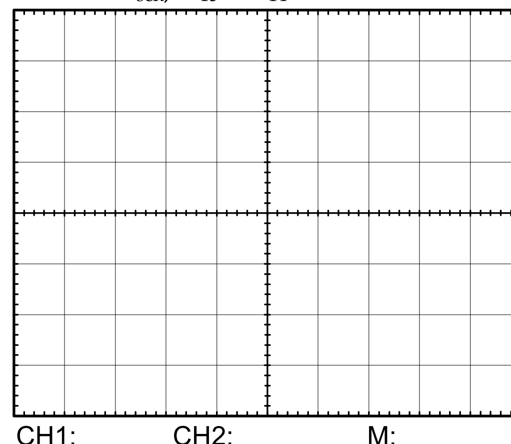
α(5V)=...

Tensões v_{sen} e v_{ds}



CH1: CH2: M:

Tensões v_{sen}, V_{15} e V_{14}



CH1: CH2: M:

Parte II – Circuito de Ataque de Gatilho

O circuito de ataque de *gate* amplifica o sinal de comando que vem do CI para os níveis adequados ao gatilho do tiristor. Além disso, ele promove o isolamento elétrico entre a parte de potência (que pode operar em centenas ou milhares de volts) e a parte de comando, que opera com sinais de baixa tensão. Isso é importante para proteger não somente os equipamentos como também o operador no caso de eventuais falhas elétricas. O isolamento pode ser realizado através de um transformador de pulsos (TP) (circuito da Figura 4) ou através de um fotoacoplador (Figura 5). Um TP é similar a um transformador de potência, mas possui pequeno tamanho, destinando-se apenas a fornecer os pulsos para o *gate* do tiristor.

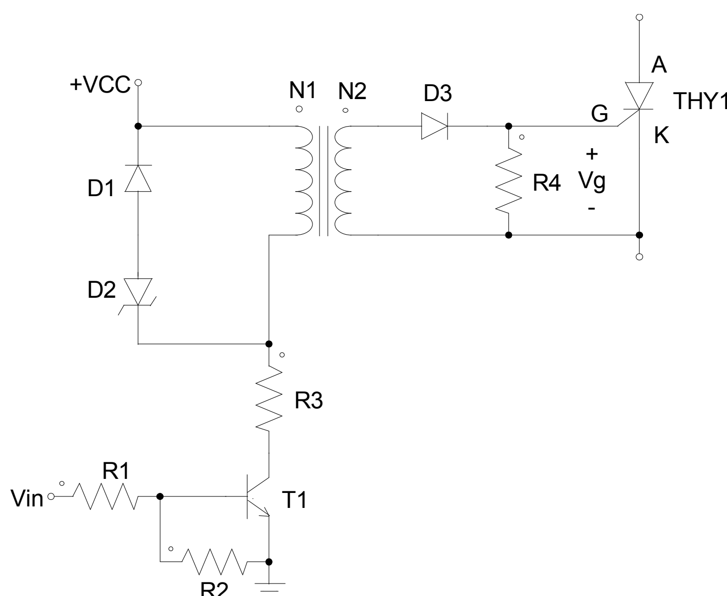


Figura 4 – Circuito típico de ataque de *gate* de SCRs com TP



Você é capaz de explicar a função de cada um dos componentes do circuito de ataque acima? Converse com o seu professor.

O circuito de ataque da Figura 5 é também muito utilizado. Ele é construído com o CI fotoacoplador MOC3023. Seu grande mérito é ser isolado e não necessitar de fonte de alimentação auxiliar no lado de potência (lado do TRIAC). Trata-se de um CI que contém um led e um "fototriac", montados próximos e encapsulados juntos, mas sem contato elétrico entre eles, como ilustra a Figura 5. Com apenas 5mA aplicados no led (pinos 1 e 2), aciona-se por luz um fototriac que é capaz de suportar até 400V de pico no estado *off*, e pode conduzir picos de corrente de até 1A (por 1ms), que são suficientes para disparar TRIACs de grande potência.

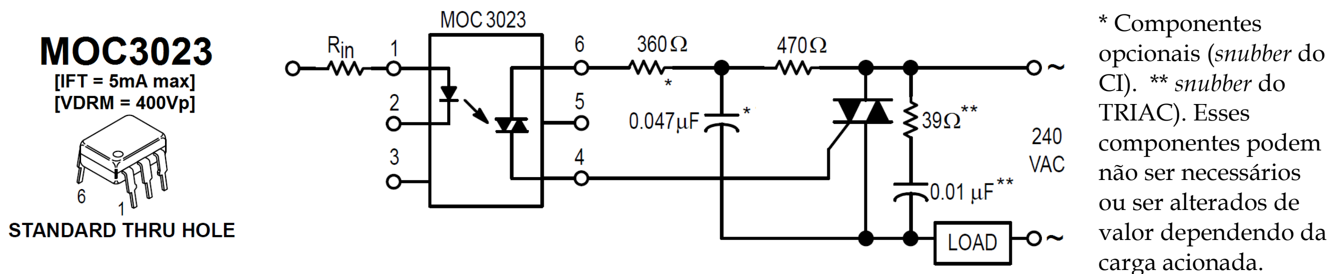


Figura 5 – Fotoacoplador MOC3023 e circuito de ataque de *gate* de TRIACs com o CI MOC3023 (*datasheet* anexo)

O CI MOC3023 simplifica bastante os circuitos de comando de TRIACs. Um microcontrolador, por exemplo, é capaz de acionar diretamente o led desse CI e consequentemente uma carga de grande potência. Até 6kV podem existir entre os lados isolados do CI, momentaneamente. O resistor que limita a corrente de *gate* do TRIAC deve ser dimensionado considerando-se V_{max} da rede, a máxima corrente de *gate* admissível (I_{GM}), e a potência máxima de *gate* P_{GM} (vide *datasheet*).

Um modelo dessa série de CIs que possui embutido um detector de zero é o MOC3043, que permite disparar o TRIAC apenas nas passagens por zero da senoide da rede. Os valores limite de tensão e corrente são os mesmos do MOC3023. O *datasheet* do CI MOC2023 está reproduzido na seção de Anexos desta apostila.

Para aplicações c.a. de potência muito elevada (envolvendo correntes acima de $50A_{rms}$), não existem TRIACs comercialmente disponíveis. Por outro lado, existem módulos de SCRs para correntes de centenas ou até mesmo milhares de ampères, os quais podem ser montados em antiparalelo para operarem como chave c.a.. A presença de dois *gates* complica o comando, e então o circuito mostrado na Figura 6 resolve o problema de forma relativamente simples.

Assim como no circuito anterior, seu grande mérito é ser isolado e não necessitar de fonte de alimentação auxiliar no lado de potência. O resistor R_G deve ser dimensionado para a maior tensão presente no momento do disparo (a tensão de pico da rede é o pior caso) e a corrente desejada para o *gate*. Os resistores R_{G1} e R_{G2} são opcionais e seus valores típicos ficam entre 100Ω e 1kΩ. A função desses resistores é elevar a capacidade de rejeição dos SCRs a disparos espúrios por dv/dt elevado, principalmente em situações de operação em alta temperatura.

Efetuar o disparo dos SCRs é bastante simples, basta acionar o led de U_1, o que pode ser realizado facilmente p. ex. por um microcontrolador.

Todo circuito possui alguma indutância. Por isso, um *snubber RC* pode ser necessário em paralelo com os SCRs, sobretudo em caso de cargas indutivas.

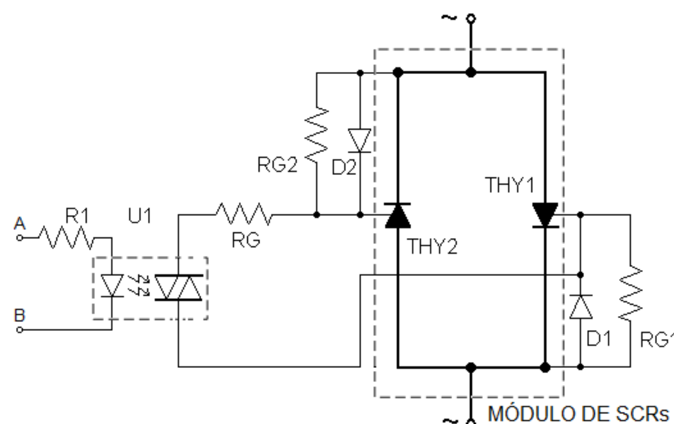


Figura 6 – Circuito de ataque isolado para dois SCRs em aplicações c.a. de grande potência

Procedimentos – Parte II: Aplicação do CI TCA785 em um gradador monofásico

12. Monte o gradador monofásico mostrado na Figura 7 acionando inicialmente apenas uma lâmpada automotiva BA-15S como carga (*L*=0). Conecte-o ao painel de comando com o CI TCA785 do laboratório. **ATENÇÃO! A saída de pulsos do painel de comando é após os transformadores (TPs)!**

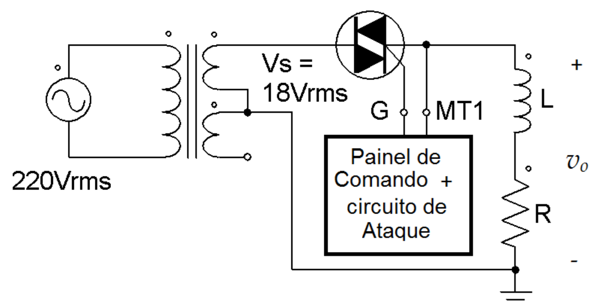


Figura 7 – Gradador com TRIAC

13. Varie o ângulo de disparo e observe o que ocorre com o brilho da lâmpada. Observe também a forma de onda da tensão na mesma. Registre suas observações.

14. Mude a carga para *RL* (*R*=50Ω, *L*≈90mH). Observe e registre as formas de onda da tensão e da corrente na carga simultaneamente.

15. Meça e anote o valor eficaz das tensões de entrada e de saída do gradador para um ângulo de disparo α=60º: Vs_{rms}=________ Vo_{rms}=________

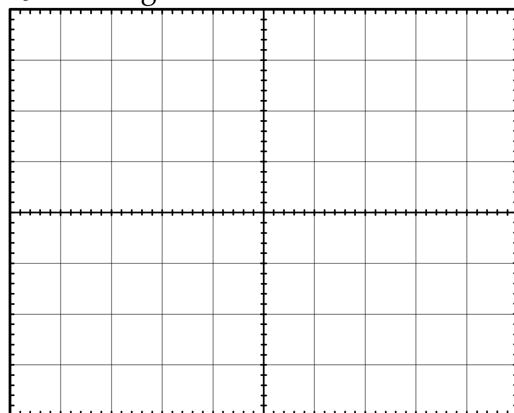
16. Meça e anote o valor do ângulo de extinção da corrente (β) nessa situação: β = ________.

17. Marque o ponto das coordenadas (α, β) sobre o ábaco de *Puschlowski* da página 23. Compare o valor de β medido com aquele determinado pelo ábaco. β_{PUSCH} =__________.

Cálculos

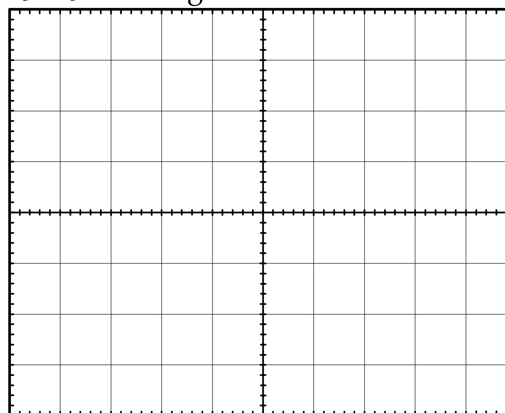
18. Compare esse gradador com aquele implementado com DIAC. Qual deles é mais adequado para ser utilizado num sistema automatizado, por exemplo um sistema de controle de temperatura, de velocidade, etc.? Por que?

v_o com carga *R*



CH1: CH2: M:

v_o e i_o com carga *RL*



CH1: CH2: M:

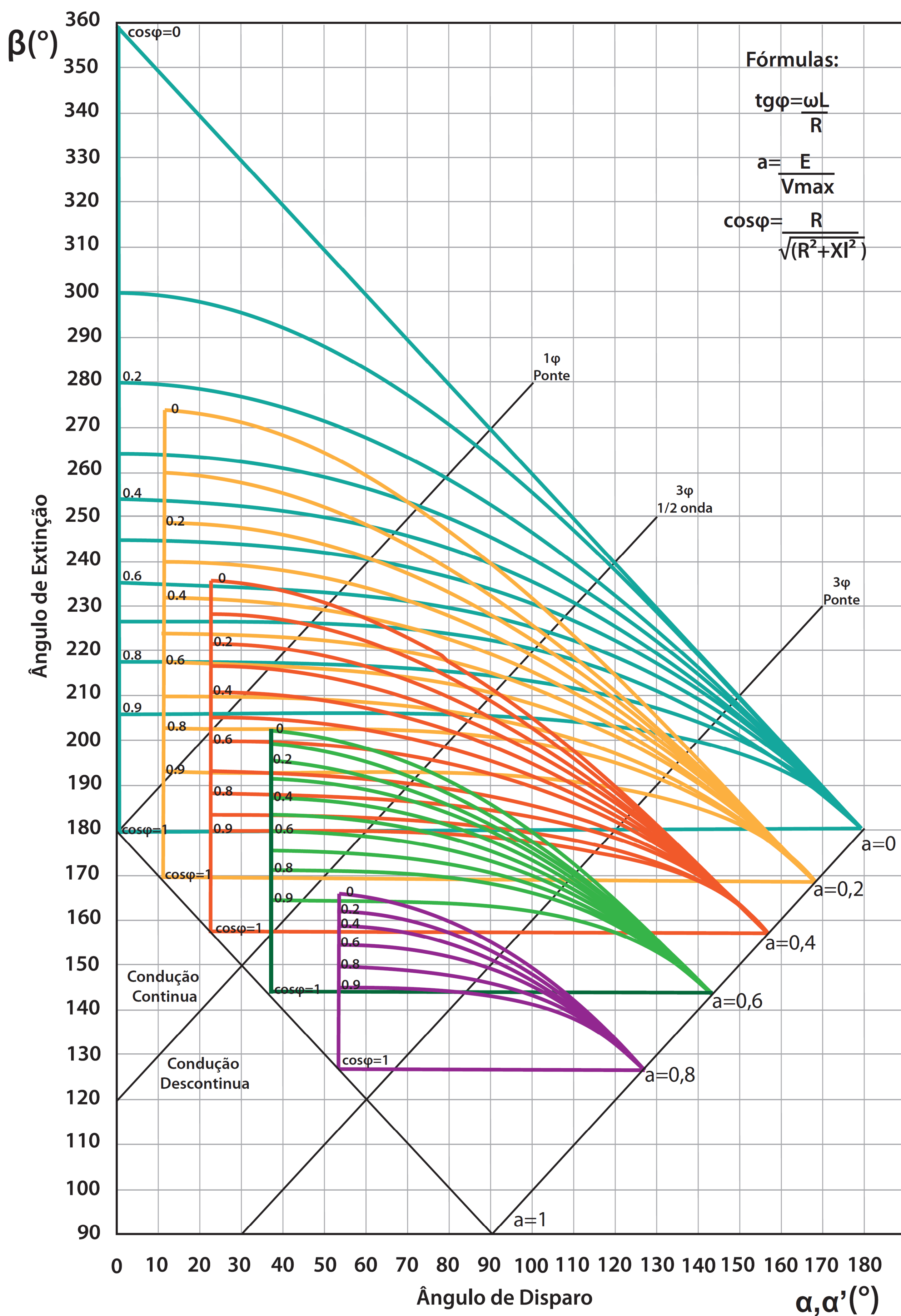
Questionário

1. Cite quatro aplicações para um gradador.
2. Consulte a folha de dados (*datasheet*) do CI TCA785 (vide anexos) e responda:
   a) Qual a impedância típica de entrada no pino 11 (V_{ctr})?
   b) Qual deve ser o valor de C_{12} se um pulso de 500μs for desejado nos pinos 14 e 15?
   c) Qual a máxima tensão de alimentação do CI?
   d) Qual a máxima amplitude da onda dente de serra no pino 10?
3. Qual o valor eficaz teórico da tensão na carga na situação do item 15?
4. Utilizando um diagrama em blocos, sugira um método de geração de pulsos de disparo de tiristores por *software*. Quais seriam as entradas e as saídas desse sistema *software*+*hardware*?

5. Proponha uma aplicação onde o ângulo de disparo de um retificador ou gradador, acionado pelo CI TCA785, é variado (e assim a potência) por meio do sinal vindo de um sensor (p.ex. de temperatura, luminosidade, velocidade, etc. Explique em linhas gerais o funcionamento de sua proposta.

Anotações

ÁBACO DE PUSCHLOWSKI



Prática 4

Estudo da Máquina de Corrente Contínua - MCC

Tópicos abordados

- Conversão Eletromecânica da Energia na Máquina CC (MCC);
- Obtenção da resistência e indutância da armadura;
- Obtenção das constantes de torque e de f.e.m. da MCC.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Exposição teórica – modelo elétrico da MCC
- Vide vídeo ilustrativo em: https://www.youtube.com/watch?v=LAtPHANEfQo -Ative a legenda
- Demonstração da MCC operando como motor e como gerador.
- Levantamento das constantes da MCC – montagem com fonte de alimentação.

Introdução: MCC - Máquina de Corrente Contínua

A máquina de corrente contínua ou MCC pode operar como motor ou como gerador, e possui normalmente dois enrolamentos, o enrolamento de armadura (rotor), e o enrolamento de campo (fixo no estator). Algumas máquinas CC não possuem o enrolamento de campo, pois empregam ímãs permanentes. Numa MCC os imãs ou o enrolamento de campo são os responsáveis pela produção do fluxo magnético na máquina, com o qual ocorrerá a interação da corrente armadura, gerando torque eletromagnético.

A Figura 1 mostra de forma simplificada o campo magnético *B* na MCC. As peças de material ferromagnético (cujas extremidades estão desenhadas, apenas) conduzem o campo *B* até o entreferro, onde ficam as bobinas da armadura (mostrada com apenas uma espira na Figura 1). As escovas mantêm o contato dos condutores externos com a bobina de armadura enquanto esta gira. Elas são feitas de carbono (grafite[1]) e deslizam sobre os terminais do comutador. O comutador tem a função de manter a corrente circulando sempre na mesma direção na bobina, de modo que a força produzida tenha sempre o mesmo sentido. Numa MCC real não há apenas uma bobina, mas sim várias delas dispostas em forma de cilindro (Figura 2). À medida que a armadura gira, as bobinas que fazem contato com as escovas vão sendo trocadas (comutadas).

❖ Equações Eletromagnéticas da MCC

A força eletromagnética F_{ELE} na MCC é o resultado da interação entre o campo *B* (produzido por imãs ou pelo enrolamento de campo) e a corrente de armadura (vide Figura 3). O sentido da força F_{ELE} pode ser determinado pela regra da mão direita. O módulo de F_{ELE} é dado por:

[1] O grafite, além de conduzir razoavelmente bem a corrente elétrica é um lubrificante natural.

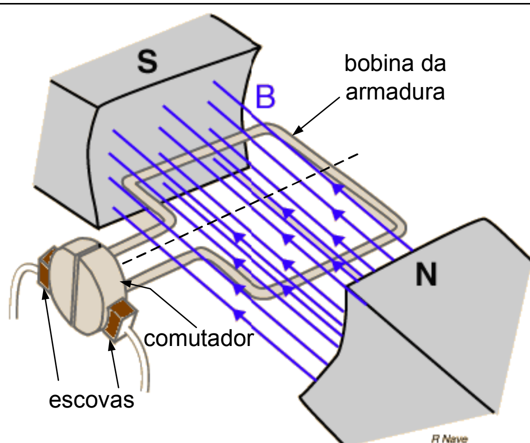


Figura 1 – Esquema construtivo simplificado da MCC.

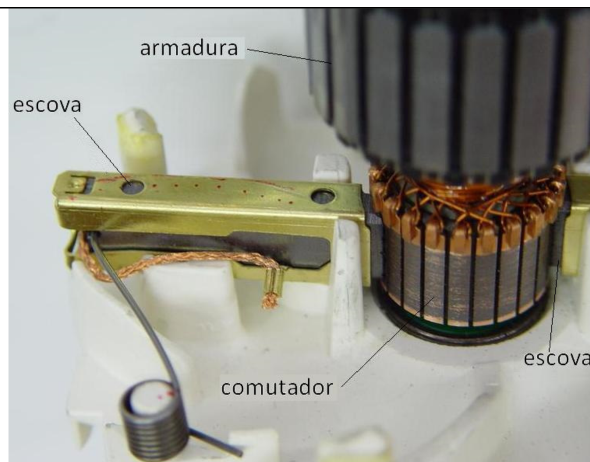


Figura 2 – Comutador e escovas de uma MCC.

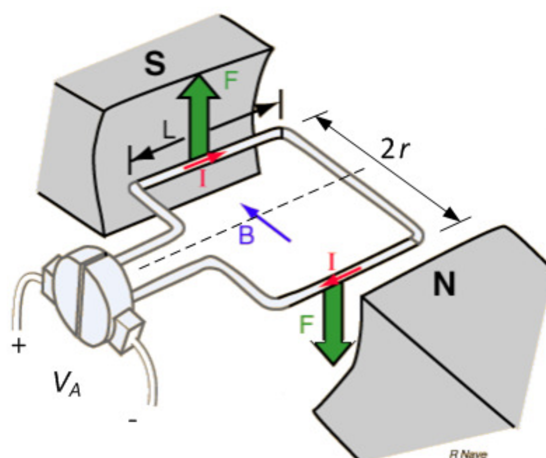


Figura 3 – Produção de força eletromagnética na ligação como motor. V_A é a tensão de armadura.

$$F_{ELE} = NB\,i\,l\,\mathrm{sen}\,\theta\,, \tag{1}$$

onde i é a corrente de armadura em ampères; N é o número de espiras da bobina de armadura, B é o módulo do campo em Tesla (ou Webers/m²); l é o comprimento do trecho da bobina da armadura que está sob a ação de B; e por fim θ é o ângulo entre B e i (normalmente θ=90º).

A força eletromagnética F_{ELE} atua em dois lados da bobina (na ida e na volta da corrente, vide Figura 3) e tende a fazer a armadura girar (no motor) ou se opõe à força externa (no gerador), produzindo o torque[2] T_{ELE} cujo valor depende do diâmetro da armadura.

O valor do torque ou conjugado na MCC é dado por

$$T_{ELE} = k_T\, i_A\,, \tag{2}$$

onde k_T é uma constante (chamada constante de torque) que depende apenas de parâmetros construtivos da MCC. A unidade de torque é N.m (Newton·metro).

As bobinas da armadura, estando em movimento (rotação) imersas no campo magnético B, sofrem a indução de uma tensão, de acordo com a lei de Faraday:

$$e = N\frac{d\phi}{dt}\,, \tag{3}$$

onde e é a tensão induzida em Volts, ϕ é o fluxo magnético nas bobinas em Webers. O fluxo depende do número de linhas de campo que atravessam o interior da bobina: $\phi=B\cdot A$, onde A é a área em m².

Pela ação do comutador, esta tensão induzida produz a tensão c.c. constante E, dada por

$$E = k_\phi \cdot \omega_M\,, \tag{4}$$

onde k_ϕ é a chamada constante de f.e.m. em V/(rad/s), cujo valor depende apenas de parâmetros construtivos da MCC. A velocidade angular em (4) deve estar em rad/s para que se

[2] Torque ou conjugado de uma força em N·m (Newton·metros) é o produto $F{\cdot}d{\cdot}\mathrm{sen}\phi$, onde F é força em Newtons e d é a distância entre o ponto de aplicação da força e o centro de rotação do corpo onde F está aplicada, e ϕ é o ângulo entre F e a linha do raio de rotação.

utilize k_ϕ em V/(rad/s). O uso da unidade rpm (rotações por minuto) é comum, devendo-se ter cuidado para evitar confusões.

❖ Modelo Elétrico da MCC

O símbolo e o circuito equivalente da armadura da MCC podem ser visualizados na Figura 4 e na Figura 5, respectivamente.

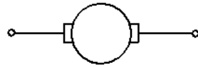


Figura 4 – Símbolo da armadura da MCC.

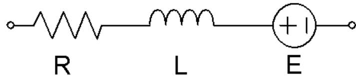
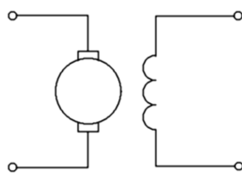


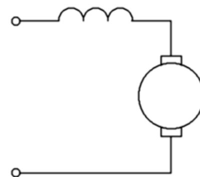
Figura 5 – Circuito equivalente da armadura da MCC

A resistência R representa a resistência elétrica do enrolamento de armadura, L a indutância do enrolamento e E a força contra-eletromotriz interna, a qual depende da velocidade de rotação da armadura de acordo com (4). Quanto maior a velocidade, maior a f.e.m. Se a armadura estiver parada, E será nula. Se o sentido de rotação se inverter, E ficará negativa.

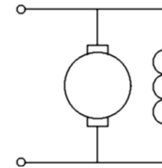
O enrolamento de campo da MCC, quando existir, pode ser ligado de várias formas, cada uma conferindo características particulares de torque versus velocidade ao motor. A Figura 6 ilustra os tipos de ligação mais comuns. A ligação série é muito utilizada em tração, pois oferece um elevado torque de partida. Já na ligação independente (ou excitação independente) o motor possui sua velocidade diretamente proporcional ao valor da tensão de armadura, facilitando a regulação da velocidade.



a) Excitação Separada ou Independente



b) Excitação Série



c) Excitação Paralela

Figura 6 – Alguns tipos de ligação da MCC

A partir do modelo elétrico (considerando-se excitação separada), podemos escrever:

$$v_A = R \cdot i_A + L\frac{di_A}{dt} + E \,. \tag{5}$$

onde v_A é a tensão aplicada na armadura. Em regime permanente, (quando i_A é constante ou quase constante) o termo di_A/dt pode ser desprezado e então temos

$$v_A = R \cdot i_A + E \tag{6}$$

No modo motor, o torque da carga mecânica (T_{carga}), também chamado de torque resistente, se opõe ao torque eletromagnético (T_{ELE}) que é o responsável pelo movimento de rotação da armadura. Já no modo gerador, é o torque externo o responsável pelo movimento de rotação, e o torque eletromagnético se opõe ao torque externo. Assim, para respeitar a lei de conservação da energia, T_{ELE} e T_{carga} são sempre opostos, como mostrado na Figura 7.

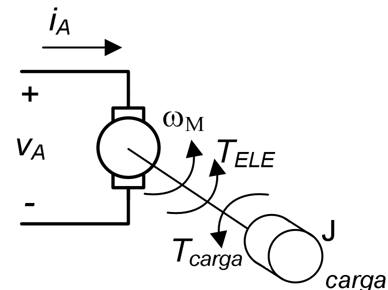


Figura 7 – Torque eletromagnético e torque de carga (modo motor).

❖ Equações de Equilíbrio Mecânico

No movimento linear, havendo duas forças atuando sobre um corpo de massa M, a segunda lei de Newton estabelece que

$$F_1 - F_2 = M\frac{dv}{dt}, \tag{7}$$

isto é, a aceleração do corpo (=taxa de variação da velocidade=dv/dt) é igual à força resultante dividida pela massa M do corpo.

Se a força resultante for nula (F_1=F_2) então a aceleração será nula, isto é, a velocidade é constante. Essa mesma lei pode ser aplicada ao movimento circular na MCC:

$$T_{ELE} - T_{carga} = J\frac{d\omega_M}{dt}, \tag{8}$$

isto é, a aceleração angular do corpo (=taxa de variação da velocidade angular $=d\omega/dt$) é igual ao *torque resultante* dividido pelo *momento de inércia J* do corpo. Se o torque resultante for nulo ($T_{ELE}=T_{carga}$) então a aceleração será nula, isto é, a velocidade angular será constante. (No movimento circular, o momento de inércia é o equivalente da massa do corpo, e é dado em kg·m². Assim, enquanto a energia cinética de translação é dada por $E_c=1/2 \cdot Mv^2$, a energia cinética de rotação é dada por $E_c=1/2 \cdot J\omega^2$). A equação (8) descreve o comportamento dinâmico do eixo da MCC.

Procedimentos – Parte I: Obtenção dos parâmetros da MCC

1. Anote o número de identificação da MCC utilizada:

MCC nº: _______________

Inicialmente será feita a coleta de dados, e em seguida os gráficos. Na parte de construção dos gráficos, utilize uma planilha eletrônica ou a calculadora para fazer uma **Regressão Linear**, ou seja, para obter estatisticamente qual é a reta que melhor se ajusta aos pontos **(≠ média!)**. No *software* Excel, esta reta é chamada "*linha de tendência*", onde o método estatístico utilizado é o dos mínimos quadrados.

Coleta de dados:

2. Deixe a MCC girando por um minuto antes de iniciar as medições para remover a oxidação porventura presente no comutador.

3. Meça a resistência do enrolamento de armadura (R_A) em alguns pontos pelo processo indireto (fonte de alimentação e amperímetro). Segure o eixo da MCC parado (estático) para que a f.c.e.m. não interfira.

Medição de *Ra*		
V_A (V)	I_A (A)	R_A (Ω):
	1,0	
	2,0	
	3,0	
	4,0	

4. (Ensaio a Vazio): Ligue a máquina CC diretamente na fonte de alimentação com 0,0V aplicados. Note que esta fonte possui um amperímetro embutido, além do voltímetro. Construa uma tabela com pelo menos 10 linhas relacionando em colunas: tensão de armadura V_A, corrente de armadura I_A, velocidade angular ω_{MEC} (em rpm) e f.c.e.m. (E). Esta última deverá ser estimada matematicamente a partir dos valores medidos de V_A, I_A, R_A, e do circuito equivalente de armadura da MCC.

Ensaio com motor a Vazio			
Va(V)	Ia (A)	ω_M(rpm)	E (V)

5. (Ensaio com rotor bloqueado): Dependure um objeto de massa conhecida no volante do eixo da MCC e aumente a corrente de armadura até que a força exercida pela MCC equilibre o peso do objeto. Repita o procedimento com outros objetos e então construa uma tabela de torque eletromagnético (em N.m) versus corrente de armadura (T_{ELE} x I_A). Para calcular o torque, será necessário medir o raio da polia: Raio da polia $R_p \approx$ __________.

Ensaio com Rotor Bloqueado			
Massa (kg)	Peso (N)	I_A (A)	Torque (N·m)
0,3			
0,4			
0,5			
0,6			
0,7			
0,8			
1,0			

6. Meça o valor da indutância da armadura da MCC utilizando uma ponte RLC.

ATENÇÃO! Cuidado para não movimentar o eixo da MCC! Isso danificará o instrumento de medida com a tensão gerada!

$La \approx$ __________mH

7. A partir dos dados obtidos nas medições de R_A, trace o gráfico V_A(V)x I_A(A) e estime o valor da resistência de armadura da MCC. Utilize uma planilha eletrônica para realizar a regressão linear e obter <R_A>. O tipo de gráfico adequado é "dispersão". Dicas:

- No *software* Excel, crie uma nova planilha e no insira os dados em colunas, sendo a coluna dos dados "*x*" à esquerda da coluna dos dados "*y*";
- Selecione com o mouse a área que inclui os dados numéricos;
- Vá em inserir → gráfico → dispersão. O gráfico será mostrado na tela;
- Clique com o botão direito do *mouse* sobre um dos pontos do gráfico e em seguida clique em "Adicionar linha de tendência";
- Escolha o tipo "linear" como linha de tendência (será calculada a Regressão Linear, ou seja, os pontos serão aproximados por uma reta);
- Marque a caixa "Exibir Equação no Gráfico".
- Marque a caixa "Definir interseção" nas coordenadas 0,0;
- Adicione o título e as unidades adequadas nos eixos do gráfico.

Gráfico V_A(V) vs. I_A(A)

Obs.: (*y*, *x*), $y=V_A$

<R_A> = _______ Ω

8. A partir dos resultados obtidos, construa o gráfico E(V)x ω_M(rpm) e determine a constante de f.e.m. k_Φ da MCC. Utilize uma planilha eletrônica para realizar a Regressão Linear e obter o valor estimado de k_Φ. Lembre-se de que o tipo de gráfico adequado é "dispersão".

Gráfico E(V) vs. ω_M(rpm)

Obs.: (*y*, *x*), $y=E$

<k_Φ> = _______ V/rpm

9. A partir dos resultados obtidos, trace gráfico T_{ELE} (N·m) x I_A(A) e obtenha a constante de torque k_T da MCC. Utilize uma planilha eletrônica para realizar a Regressão Linear e obter o valor estimado de k_T. Lembre-se de que o tipo de gráfico adequado é "dispersão".

Gráfico T_{ELE}(N·m) vs. I_A(A)
Obs.: (y, x), y=T_{ELE}

$\langle k_T \rangle \approx$ _______ N·m/A

10. Determine o valor aproximado das constantes da MCC utilizada no laboratório utilizando exclusivamente os seus dados de placa: $V_{A\text{nom}}$ = 90V, $I_{A\text{nom}}$ = 9A, P_{nom}=3/4HP, ω_{nom} = 3430rpm.
Resp.: k_T = 0,173Nm/A; k_ϕ= 18,1mV/rpm.

11. Considerando a MCC utilizada e estudada nessa prática, qual deve ser a tensão de armadura para que uma carga de 1,0kg seja elevada com velocidade constante de 5m/s? Considere a MCC ligada a um carretel com diâmetro igual ao da polia da prática.

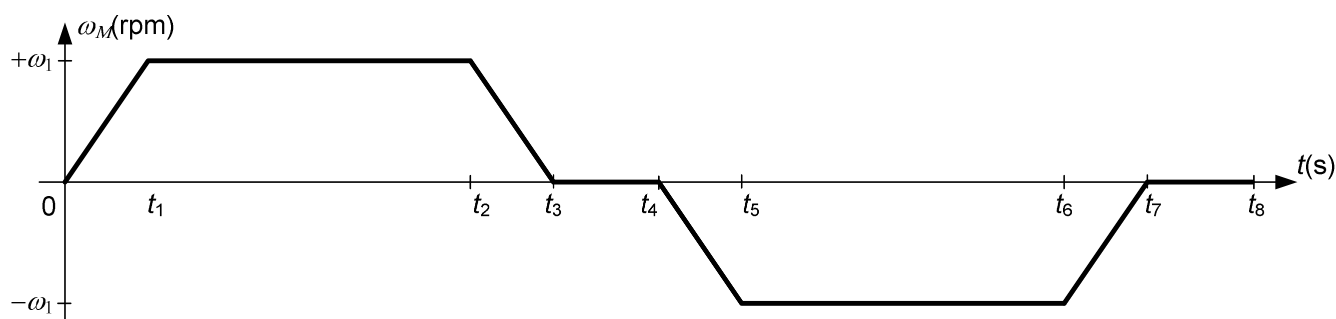
12. Qual seria a tensão de armadura necessária para abaixar a mesma carga com velocidade constante de 5m/s?

Questionário

1. Cite as partes constituintes de uma máquina elétrica CC e indique as respectivas funções.
2. Numa MCC, as perdas de energia podem ser separadas em mecânicas, no ferro e no cobre. Explique cada uma dessas perdas de energia.
3. O motor CC ainda é utilizado na indústria? E em pequenos acionamentos como p. ex. em impressoras?
4. Quais as vantagens e desvantagens do motor CC em relação ao motor CA de indução? Pesquise e preencha a seguinte tabela que os relaciona. Utilize símbolos "+" para quantificar cada característica.

	Motor CC	Motor CA
Tamanho		
Simplicidade construtiva		
Custo		
Rendimento		
Manutenção		
Simplicidade de Comando		

5. O gráfico a seguir apresenta o comportamento da velocidade angular de uma MCC operando como um elevador de cargas. A carga acionada possui massa constante *M*. Esboce sobre o mesmo eixo dado o gráfico de I_A.



6. A partir do gráfico da questão 5, construa o gráfico da corrente de armadura I_A considerando M=5kg; raio da polia R_p=10cm, momento de inércia da polia: J_p=0,1kg·m², k_T=1,0N·m/A, ω_1=1000rpm, t_1=2s; t_2=20s; t_3=22s; t_4=25s; t_5=27s; t_6=45s; t_7=47s; t_8=50s.

7. Considerando os dados do motor CC Maxon RE-50 de 200W/24V (*datasheet* na seção de Anexos), em especial os dados de tensão nominal, corrente nominal, velocidade nominal e resistência, nominal determine:

   a. O valor da constante de f.e.m. k_Φ (*speed constant*) e compare o resultado encontrado com o valor dado no *datasheet*. Observe que esta constante está apresentada invertida no *datasheet*, isto é, é a sua recíproca que está apresentada em rpm/V.

   b. O valor da constante de torque k_T em N·m/A e compare o resultado encontrado com o valor dado no *datasheet*.

Anotações

Prática 5

Retificadores Monofásicos de Onda Completa em Ponte Mista

Tópicos abordados

- Funcionamento e características das pontes mistas simétrica e assimétrica tiristorizadas;
- Efeito de meia onda na ponte mista simétrica;
- Unidirecionalidade do fluxo de energia.
- Fator de Potência; Cargas *RL* e *RLE*

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Montagem e estudo dos circuitos, discussão dos resultados e resolução do questionário.

Procedimentos:

1. No painel de comando, ajuste a amplitude da rampa do CI TCA785 em 10V.

2. Monte o circuito a) do retificador em ponte mista simétrica com carga *RL* e conecte-o ao painel de comando. Atenção para o correto sincronismo entre os circuitos de comando e de potência. Utilize inicialmente $R\approx33\Omega$, $L\approx90mH$.

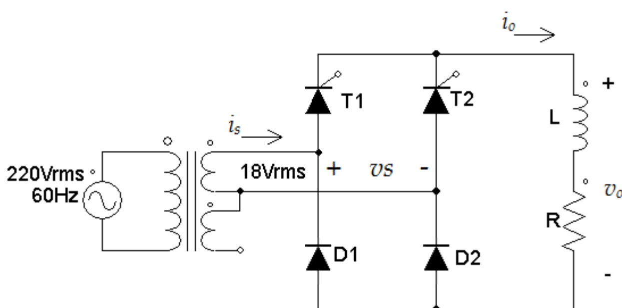


Figura 1(a) – Ponte Mista Simétrica

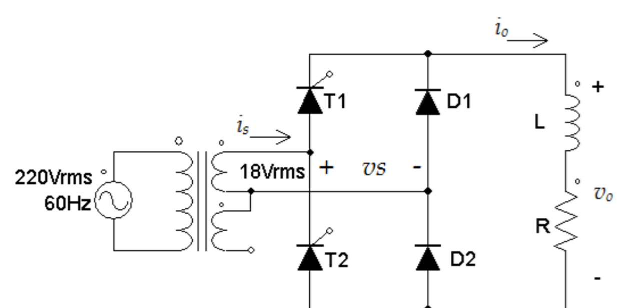


Figura 1(b) – Ponte Mista Assimétrica

3. Observe e registre as formas de onda da tensão e da corrente na carga no mesmo referencial de tempo. Varie o ângulo de disparo e observe o que ocorre com o valor da tensão média na carga.

4. Altere os valores de *R*, *L* e do ângulo de disparo α de modo a se obter: a) condução contínua b) condução descontínua. Registre cada caso. Anote suas observações com relação aos valores de *R, L* e o modo de condução.

5. Estando o circuito em condução contínua, observe as formas de onda da tensão de entrada v_s e da corrente de entrada i_s (fornecida pelo transformador) simultaneamente e registre-as. Se necessário, eleve o valor da amplitude da corrente reduzindo R para 9,1Ω. Utilize a sonda de corrente ou o resistor *shunt* do painel e, no osciloscópio, ajuste os ganhos verticais adequados.

6. Na forma de onda de i_s do item anterior, observam-se intervalos onde $i_s > 0$, $i_s = 0$ e $i_s < 0$, os quais correspondem às quatro etapas de operação desse circuito. Desenhe os circuitos equivalentes de cada uma dessas etapas, incluindo a fonte, a carga e apenas os semicondutores que estão conduzindo.

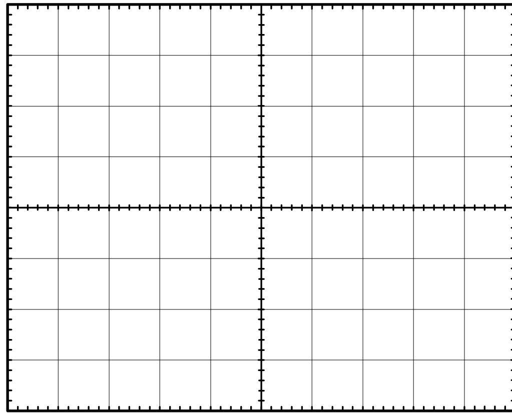
Efeito de meia onda (*Half-Waving*) na ponte mista simétrica

7. Observe a forma de onda da tensão de saída v_o. Utilizando um valor bastante elevado de indutância e um baixo valor de resistência de carga, iniba os pulsos de disparo. Para isso aterre o pino 6 do TCA785 (*inhibit*). Observe e registre o que ocorreu com a tensão de saída.

8. Já que não há mais pulsos sendo gerados (pino 6 aterrado), não era para a tensão v_o se anular? Tente explicar suas observações.

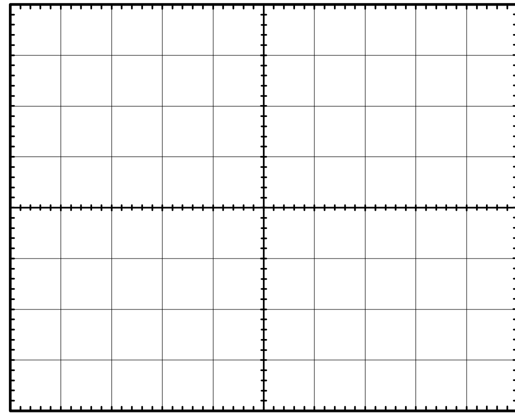
9. Monte o circuito da Figura 1b) e repita os itens 3 e 7. O problema observado no item 7 ocorreu novamente? Por que?

v_o e i_o – Ponte Simétrica – cond. contínua



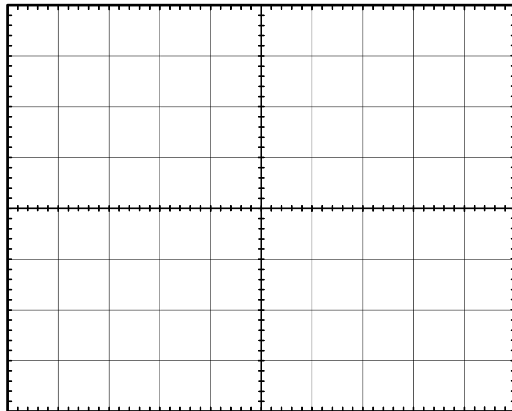
CH1: CH2: M:

v_o e i_o – Ponte Sim. – cond. descontínua



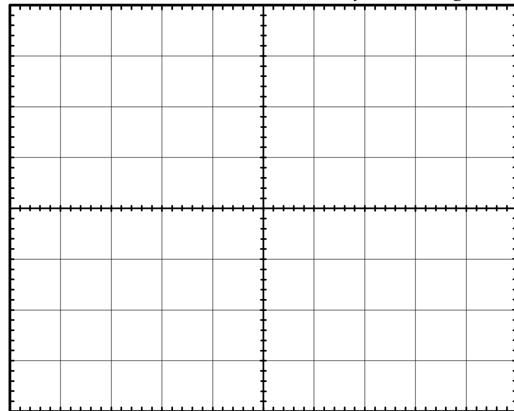
CH1: CH2: M:

v_s e i_s – Ponte Simétrica – cond. contínua



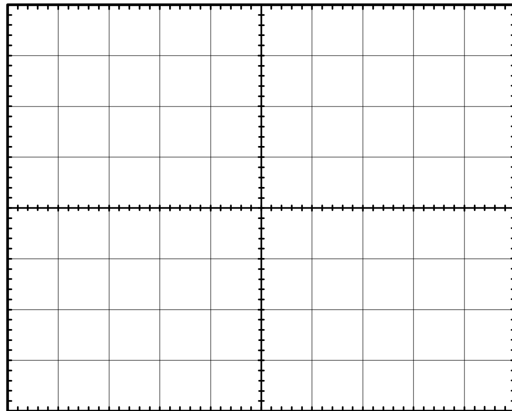
CH1: CH2: M:

v_o e i_o – Ponte Simétrica – *Half -Waving*



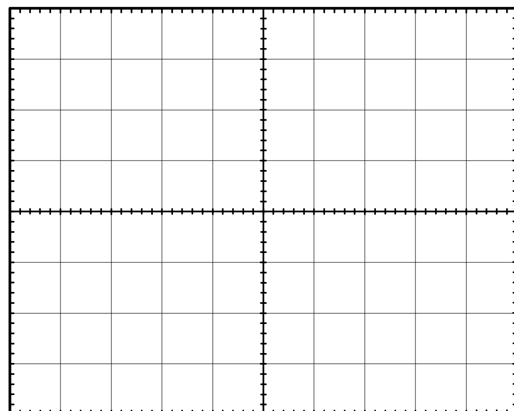
CH1: CH2: M:

v_o e i_o – Ponte Assimétrica – cond. contínua



CH1: CH2: M:

v_o e i_o – Ponte Assimétrica – cond. descont.



CH1: CH2: M:

10. Qual seria outra possível solução para o problema observado (*half-waving*)? Experimente!

Fator de Potência (visto pela fonte V_s)

11. Na ponte simétrica, com carga R=9,1Ω, determine os valores eficazes da tensão e da corrente no secundário do transformador. Utilize o próprio osciloscópio para determinar os valores eficazes. Determine o valor da potência aparente fornecida. Utilize p.ex. α=90º.

S_{SEC}=________ VA.

12. Ainda na ponte simétrica com carga *R*=9,1Ω, utilize as funções *Math* e Média do osciloscópio (ou o wattímetro) para determinar o valor da potência média no secundário do transformador. Utilize o mesmo ângulo de disparo do item anterior. Então calcule o *F.P.* do circuito alimentado pelo transformador (retificador + carga *R*).

Cálculos

P_{SEC}= _______ W.

F.P.= _______.

13. Considerando que não há capacitores nem ou indutores nesse circuito, o valor do fator de potência obtido é o esperado? Converse com seu professor.

Retificador com Filtro *LC*

14. Monte o retificador em ponte mista simétrica com um filtro *LC* em sua saída, acionando uma carga *R*, como mostra a figura a seguir. Para o filtro utilize *L*≈90mH, *C*=4700µF. Para a carga utilize R=33Ω.

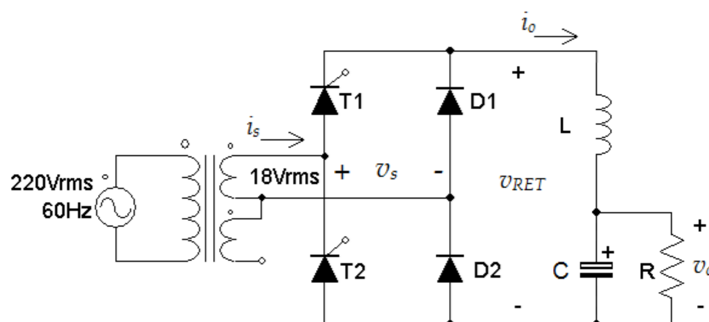
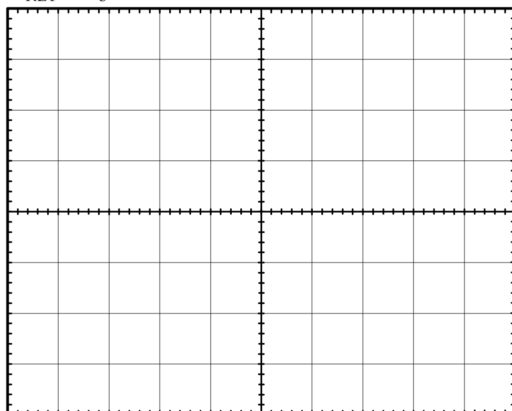


Figura 2 – Retificador em ponte mista assimétrica com filtro *LC* para a carga *R*

15. Observe a forma de onda na carga *R*. Qual o efeito de *L série* e *C* paralelo sobre v_o (tensão em *R*)?

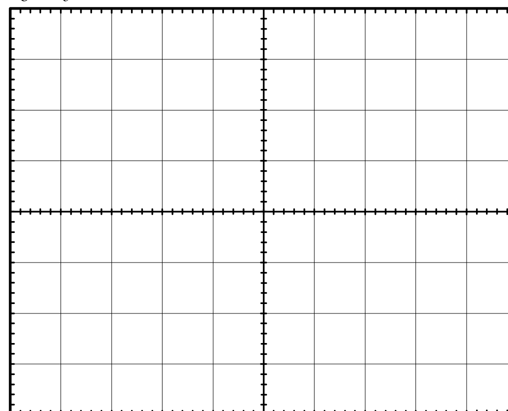
16. Do ponto de vista do retificador, qual é o tipo de carga alimentada?

v_{RET} e v_o - retificador com filtro *LC*



CH1: CH2: M:

v_o e i_o – Acionamento da MCC



CH1: CH2: M:

17. Registre as formas de onda da tensão na saída do retificador (v_{RET}) e sobre a carga *R* (v_o).

18. Acione a MCC com um dos retificadores em ponte mista, variando sua velocidade. Registre as formas de onda de v_o e i_o e suas observações.

Questionário

1. Por que nunca há tensão negativa na saída dos retificadores em ponte mista?
2. Desenhe cada uma das etapas de operação da ponte mista assimétrica em condução descontínua.
3. A corrente de entrada dos retificadores estudados nesta prática é senoidal?
4. Por que o fator de potência do retificador, mesmo com carga puramente resistiva, não é unitário?
5. Faça o *download* do *datasheet* do diodo utilizado na prática (código 6A8), apresente as siglas e os valores dos seguintes parâmetros:

Diodo cód.: 6A8			
Parâmetro	**Sigla**	**Valor**	**Unidade**
Máxima corrente média conduzida admissível para T_A=75ºC			A
Máxima corrente não repetitiva conduzida admissível			A
Máxima corrente média conduzida admissível para T_A=100ºC			A
Máxima temperatura de operação admissível			ºC
Queda de tensão no estado *on* (típica)			V
Queda de tensão no estado *on* para I_F=2A e Tj=25ºC			V
Máxima tensão inversa repetitiva admissível			V
Corrente de fuga para tensão reversa de 100% e T_A=25ºC			µA

Anotações

Prática 6

Retificadores Trifásicos não controlados

Tópicos abordados

- Revisão do sistema trifásico: tensões e correntes de linha e de fase, ligações Y e Δ; defasagem entre tensões de linha e de fase;
- Construção de um banco de transformadores trifásico, polaridade de transformadores;
- Retificador trifásico de meia onda não controlado.

Preparação

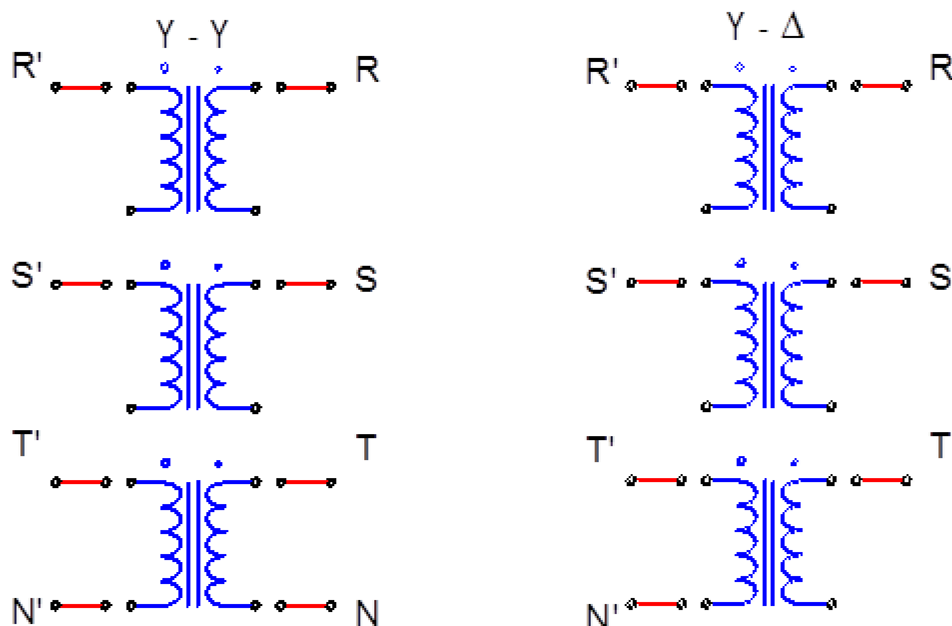
- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Exposição do professor sobre sistema trifásico;
- Montagem e estudo dos circuitos, discussão dos resultados e resolução do questionário.

Procedimentos – Parte I: Sistema Trifásico

1. Complete as ligações dos transformadores abaixo de acordo com as indicações Y-Y ou Y-Δ.



2. Monte um transformador trifásico Y-Y a partir de um banco de transformadores monofásicos. Utilize o secundário completo (sem o *tap* central). Observe a correta polaridade dos enrolamentos.

3. Energize o primário com a rede trifásica da bancada ($220V_{FFrms}$). Em seguida meça com o voltímetro as tensões de fase e de linha **do secundário** e verifique se o resultado encontrado é o esperado. Se não for, corrija o que for necessário (dica: verifique a polaridade dos transformadores).

V_{RN} = __________ Vrms; V_{SN} = __________ Vrms; V_{TN} = __________ Vrms;

V_{RS} = __________ Vrms; V_{ST} = __________ Vrms; V_{TR} = __________ Vrms;

4. Utilizando o osciloscópio, determine a sequência de fases no secundário do banco de transformadores: Seq. fases = __________. Confirme a sequência de fases com o sequencímetro.

5. Verifique a defasagem entre a tensão de fase e a de linha mais próxima (e.g. V_{RN} e V_{RS}): θ =_____

Impedância interna total (primário+secundário) do transformador

- Dados nominais dos transformadores: $Vpri_{nom}$=220Vrms, $Vsec_{nom}$=36Vrms, $Isec_{nom}$=0,75Arms

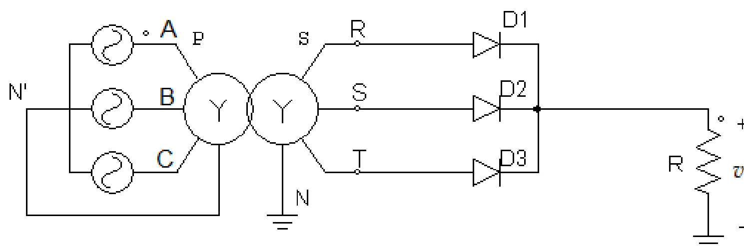
6. Qual é potência a aparente potência nominal S_{nom} em VA de cada transformador? E qual é a potência nominal em VA do banco trifásico?

7. Utilizando uma carga resistiva (p. ex. R=50Ω), estime o valor do módulo da impedância série equivalente de um dos transformadores. (Dica: meça a tensão no secundário total (36Vrms) com e sem a carga R conectada, e determine a impedância interna a partir da variação de tensão ΔV_{rms} obtida.

Expresse ΔV obtido em % da tensão nominal: $\Delta V\%$ = Z_i = _______ Ω

Procedimentos – Parte II: Retificador Trifásico de Meia-Onda não Controlado

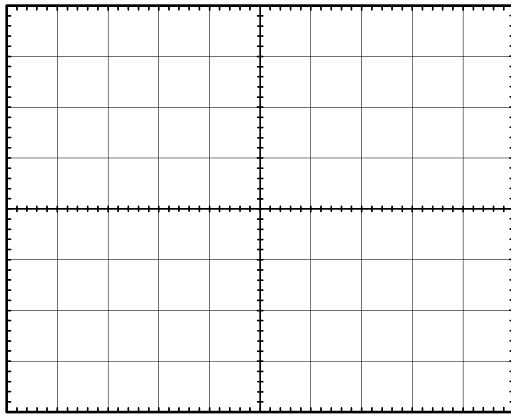
8. Monte o circuito do retificador trifásico de meia onda não controlado com carga R=50Ω. Utilize tensão de linha de 36Vrms (V_{FF}=36Vrms).



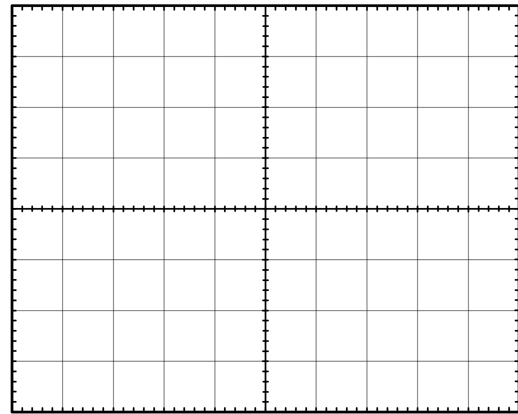
9. Registre a forma de onda da tensão na carga v_o e da tensão de fase v_{RN} em um mesmo gráfico.

10. Registre a forma de onda da tensão v_{AK} no diodo D_1 e a tensão v_{RN} em um mesmo referencial de tempo (a fase R está ligada ao anodo de D_1). Por que o diodo precisa bloquear uma tensão fase-fase?

v_o e v_{RN}



v_{AK} e v_{RN}



11. Qual a frequência do *ripple* em v_o nesse retificador ? f_{RIPPLE}=__________ Hz.

12. Meça a tensão média na carga: Vo_{med}=__________V. Compare esse valor com o número $1{,}17 \cdot V_{FNrms}$

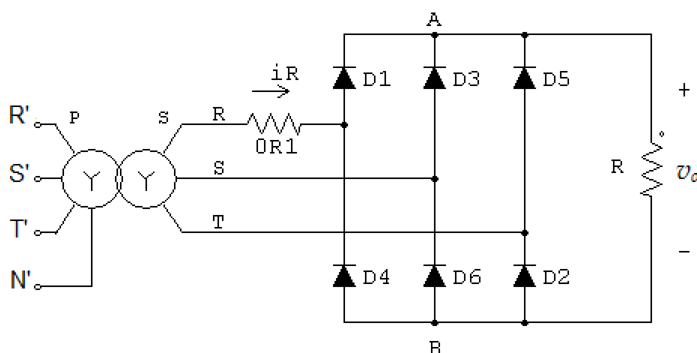
13. Qual a corrente média na carga? Io_{med}= ___________A. E I_{med} em cada diodo? I_{Dmed}=___________A.

14. Retire um dos diodos do circuito (e.g. para simular um fusível aberto) e observe o que ocorre com a forma de onda da tensão na carga. Explique esse resultado.

15. Acrescente uma parcela indutiva na carga e verifique o que ocorre com a forma de onda da corrente. Verifique também tensão retificada. Anote suas observações:

Procedimentos – Parte III: Retificador Trifásico de Onda Completa não Controlado

16. Monte o retificador trifásico de onda completa como indicado abaixo. Utilize todo o secundário de cada trafo (sem o *tap* central, V_{FN}=20,8Vrms). Utilize como carga R=50Ω. **É importante ressaltar que este é um dos retificadores mais utilizados em equipamentos eletrônicos de potência industriais**.





Observe que não há nenhuma ligação do retificador ao Neutro do transformador!

17. Você é capaz de verificar que este retificador é constituído pela associação de dois retificadores trifásicos de ½ onda? Explique.

18. Observe e registre as formas de onda na saída do grupo policatódico v_{AN} (v_A em relação ao neutro), e na saída do grupo polianódico v_{BN} (v_B em relação ao neutro) no mesmo oscilograma.

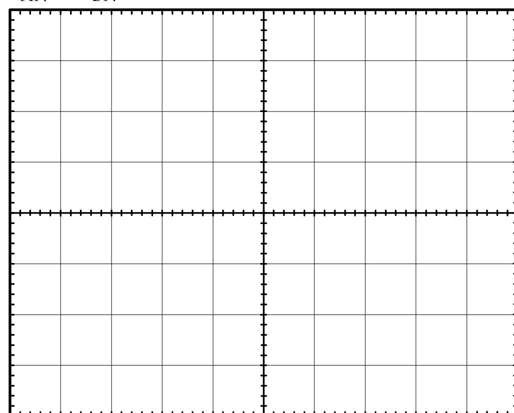
19. Observe e registre a forma de onda v_{AB} (isto é, a forma de onda da tensão na carga).

20. Qual é a frequência do *ripple* da tensão de saída? f_{RIPPLE}=__________ Hz.

21. Qual a corrente média na carga? Io_{med}= __________A. E a corrente média em cada diodo? $I_{D\text{med}}$=___________A.

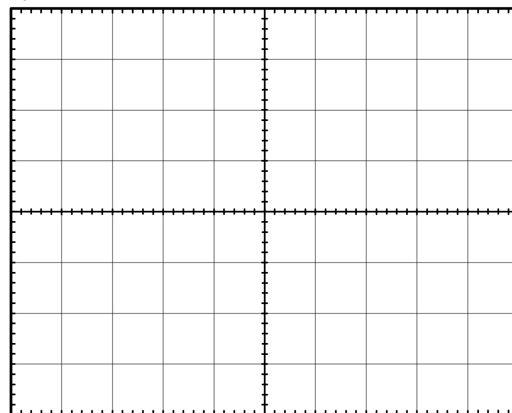
22. Qual é o valor médio da tensão de saída Vo_{med} em relação ao valor eficaz da tensão fase-fase de entrada do retificador? Meça-o e compare o valor encontrado com o valor teórico: $Vo_{\text{med}}= 1{,}35 \cdot V_{\text{FFrms}}$

v_{AN} e v_{BN}



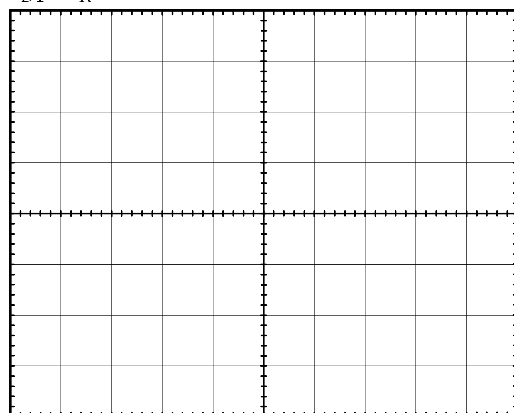
CH1: CH2: M:

$v_o = v_{AB}$



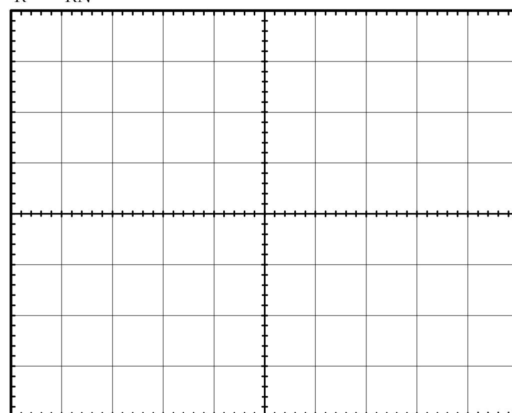
CH1: CH2: M:

v_{D1} e i_R



CH1: CH2: M:

i_R e v_{RN}



CH1: CH2: M:

23. Observe e registre a forma de onda da tensão em um diodo, p. ex. em D_1. Qual a maior tensão reversa este diodo deve suportar nesse circuito? V_{RRM}=_____________V.

24. Observe e registre as formas de onda da corrente de entrada do retificador (p. ex. na fase R) e da tensão em uma fase (p.ex. a tensão v_{RN}). Utilize o resistor *shunt* do painel (0,1Ω) ou a sonda de corrente. Ajuste adequadamente o ganho da escala no osciloscópio. Explique as formas de onda obtidas.

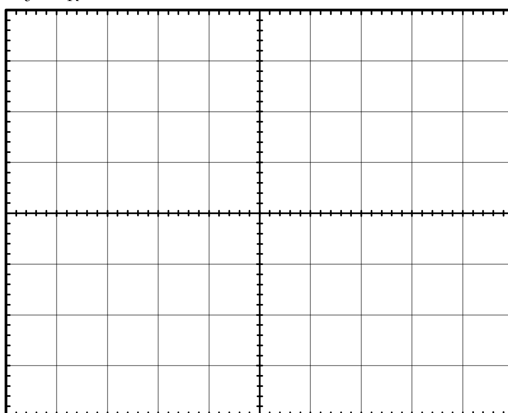
25. Com base em medições, determine o fator de forma ($FF = Vo_{rms} / Vo_{med}$) e o fator de *ripple* ($FR = \sqrt{FF^2 - 1}$) da tensão de saída desse retificador. Utilize pelo menos 4 casas decimais em seus cálculos. Utilize as escalas DCV e ACV do multímetro para encontrar o valor eficaz da componente AC ($V_{AC_{rms}}$) e o valor médio (V_{DC}) da tensão de saída do retificador. Lembre-se de que o multímetro do laboratório é *true-rms* AC apenas. Portanto utilize $V_{rms(Total)} = \sqrt{V_{DC}^2 + V_{AC_{rms}}^2}$.

26. Com a carga desconectada, observe a forma de onda da tensão no secundário do transformador (p. ex. v_{RN}). Utilize "linha" como origem do *trigger*. Salve esta forma de onda na tela do osciloscópio utilizando o menu "*Save/Recall*". (Para visualizar utilize o menu "Ref"). Agora reconecte a carga e observe novamente v_{RN}. O que você observou? Registre as duas formas de onda no mesmo oscilograma e explique a causa da diferença entre elas.

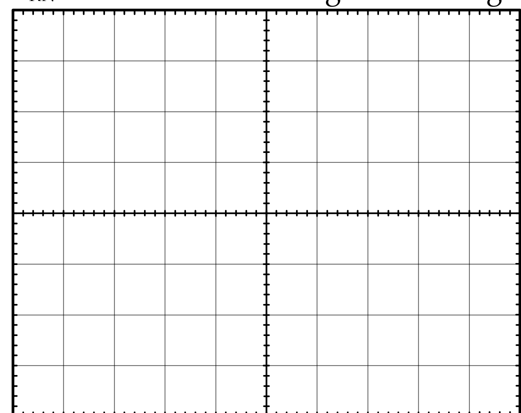
27. Coloque um capacitor de filtro na saída do retificador (em paralelo com a carga). Utilize C=4700uF x 63V. Observe e registre novamente: 1) a forma de onda da tensão na carga (salve-a em "Ref A"); 2) A forma de onda da corrente absorvida da rede (p.ex. na fase R no secundário do trafo).

28. Quais foram as consequências da introdução do capacitor sobre a tensão na carga e sobre a corrente absorvida da rede?

v_o *e* i_R – retificador com filtro C



v_{RN} – retificador sem carga e com carga



Questionário

1. Na ligação em delta dos secundários dos transformadores, por que não acontece um curto-circuito, já que há uma caminho de baixa impedância pelos enrolamentos?

2. Como se deve escolher a capacidade de corrente média dos diodos de um retificador trifásico de meia onda? E dos diodos de um retificador de onda completa?

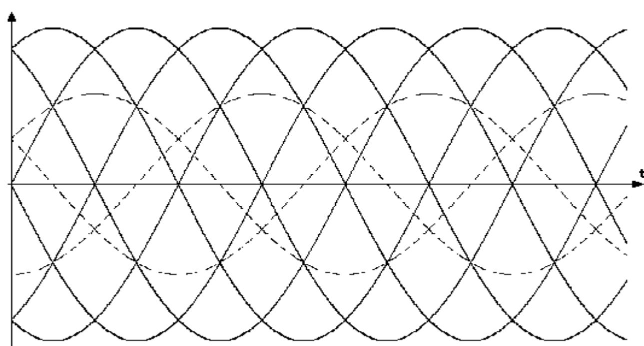
3. Como se deve escolher a capacidade de tensão reversa dos diodos de um retificador trifásico de meia onda? E de onda completa?

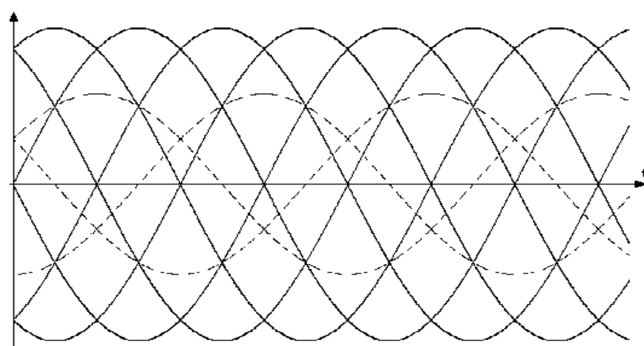
4. Quais as vantagens do retificador 3ϕ de meia onda sobre o retificador 1ϕ?

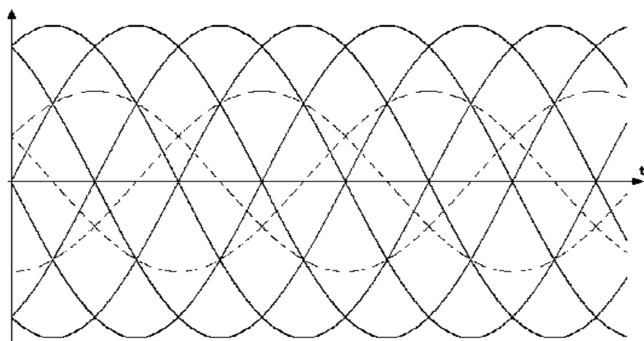
5. Quais as vantagens do retificador 3ϕ de onda completa sobre o retificador 3ϕ de ½ onda?

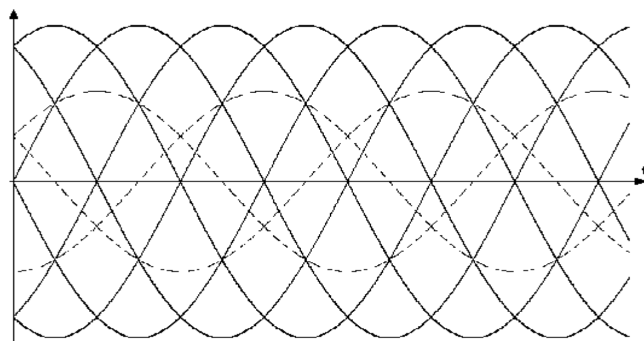
6. Faça o *download* do *datasheet* (ou veja nos anexos) do capacitor eletrolítico utilizado na prática (marca TDK, série B41896, 1000µF/50V) e apresente os valores dos parâmetros:

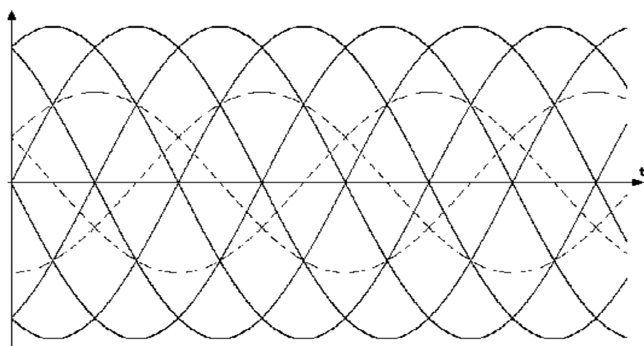
Capacitor mod.:			
Parâmetro	**Sigla**	**Valor**	**Unidade**
Tolerância da capacitância			%
Corrente de fuga a 20ºC e 50V			µA
Máxima resistência série equivalente a 20ºC e 10kHz			Ω
Máxima corrente eficaz admissível a 100kHz e T_A=125ºC			A_{rms}
Máxima corrente eficaz admissível a 100Hz e T_A=125ºC			A_{rms}
Indutância própria			nH
Máxima temperatura de operação admissível			ºC
Vida útil estimada para T_A=95ºC e corrente de *ripple* = 50% da corrente de *ripple* nominal			horas

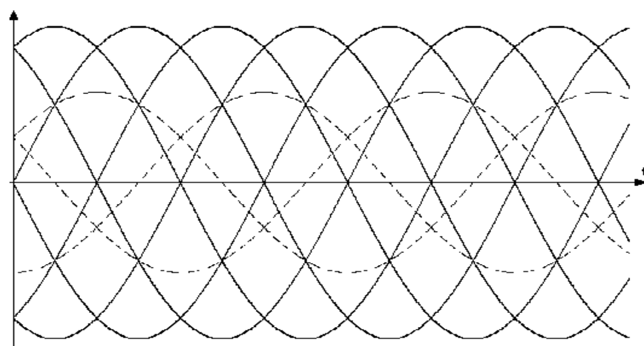












Anotações

Prática 7

Retificador Trifásico em Ponte Mista

Tópicos abordados

- Conexão do circuito de comando ao circuito de potência respeitando o sincronismo;
- Funcionamento do retificador trifásico em ponte mista em condução contínua e descontínua;
- Identificação de defeitos por inspeção da forma de onda.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

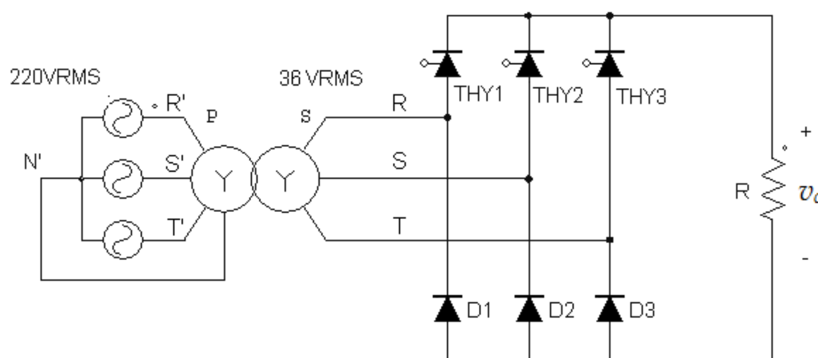
Atividades

- Montagem e estudo do circuito, discussão dos resultados e resolução do questionário.

Procedimentos:

1. Monte um transformador trifásico Y-Y ($220V_{rms}/36V_{rms}$). Observe a polaridade correta dos enrolamentos.

2. Observando a correta sequência de fases para os pulsos de disparo, monte o circuito do retificador trifásico em ponte mista com carga R=33Ω e conecte-o ao painel de comando (gerador de pulsos com TCA785).





Observe que não há nenhuma ligação do retificador ao Neutro do transformador!

3. Observe e registre a forma de onda da tensão na carga para um ângulo de disparo de 30º. Lembre-se de que nos retificadores 3ϕ de onda completa, α é medido a partir do cruzamento das tensões V_{FF}.

4. Para um ângulo de disparo de 30º, anote o valor médio da tensão de saída: Vo_{med}=________.

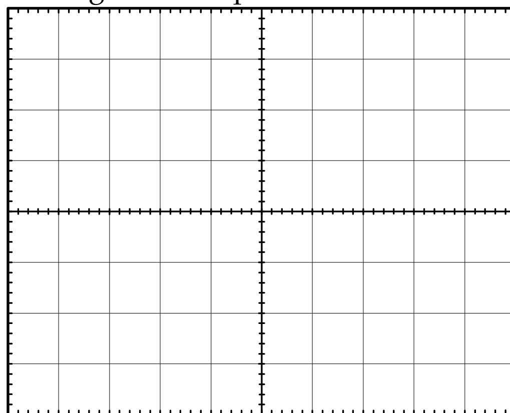
5. Aumente o ângulo de disparo, observe e registre a forma de onda da tensão na carga.

6. Qual a frequência do *ripple* da tensão retificada? f_{RIPPLE}= __________Hz.

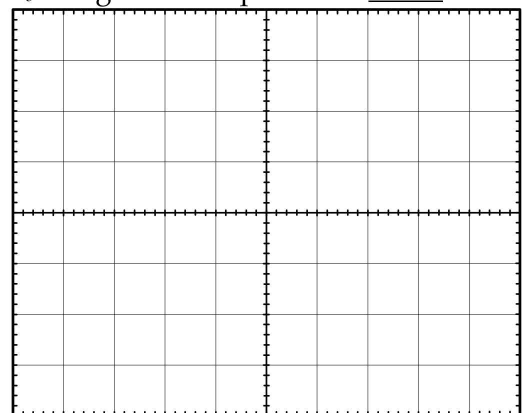
7. Introduza uma parcela indutiva na carga (L≈90mH) e observe seu o efeito sobre: a) a tensão de saída, b) sobre a corrente na carga. Anote suas observações.

8. Observe a corrente de entrada do retificador (na fase R por exemplo) com carga indutiva e um ângulo de disparo qualquer. Registre e explique essa forma de onda.

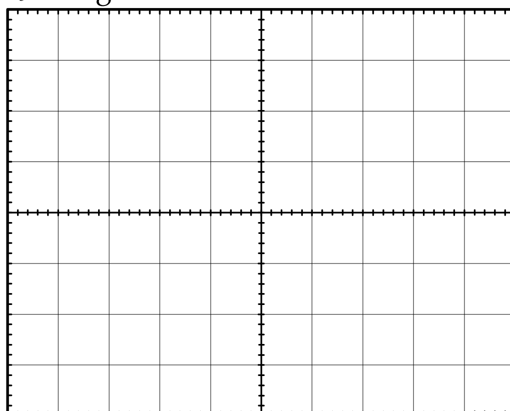
v_o – ângulo de disparo de 30º



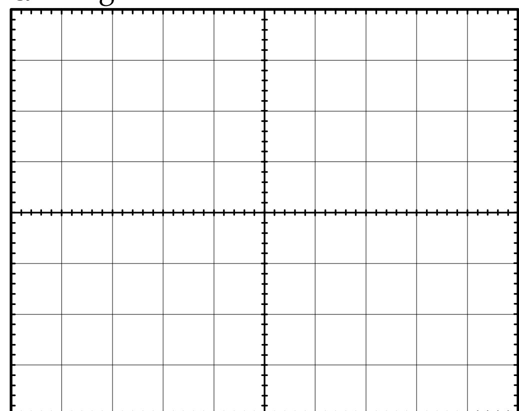
v_o – ângulo de disparo de ≈ _____º



v_o – carga indutiva



i_R – carga indutiva

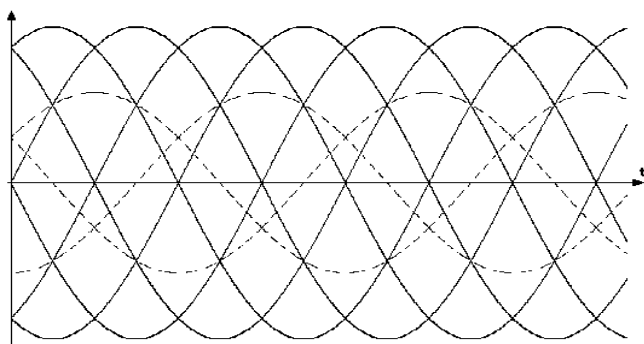


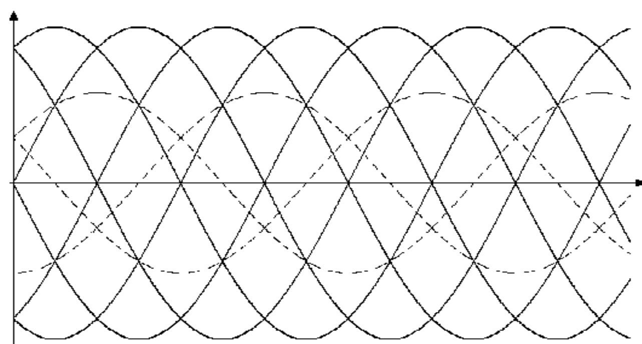
9. Esse retificador apresenta o problema do *half-waving* (efeito de ½ onda)? Tente produzi-lo nesse retificador e justifique o resultado encontrado. Verifique se o diodo de roda livre elimina o problema.

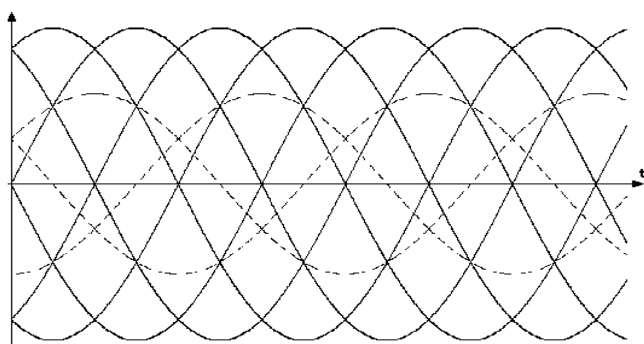
10. Utilize esse retificador para acionar uma MCC a íma. Varie a velocidade do motor e observe a forma de onda da tensão na carga. Anote suas observações.

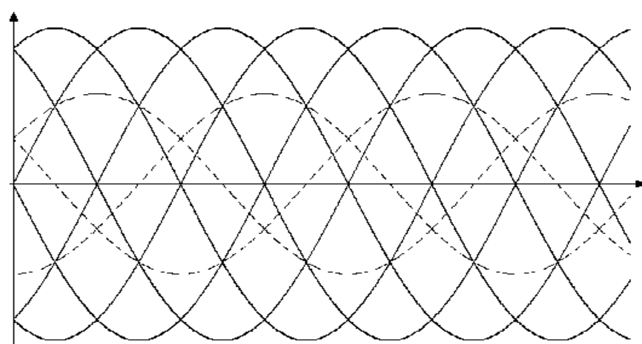
Questionário

1. Compare este retificador com o retificador monofásico em ponte mista. Quais as suas vantagens?
2. Compare o resultado prático obtido para a tensão média e compare com o valor teórico esperado.
3. Esse retificador é reversível (i.e. ele pode operar como inversor)? Por que?
4. Simule este retificador no *software* PSIM.









Anotações

Prática 8

Corrente de Entrada e Fator de Potência de Retificadores (Opcional)

Tópicos abordados

- Absorção de correntes não senoidais da rede elétrica por retificadores: implicações sobre o fator de potência e sobre a "qualidade da energia";
- Corrente de entrada de uma fonte comercial de microcomputador, de um carregador de celular...
- Melhoria do fator de potência de retificadores.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

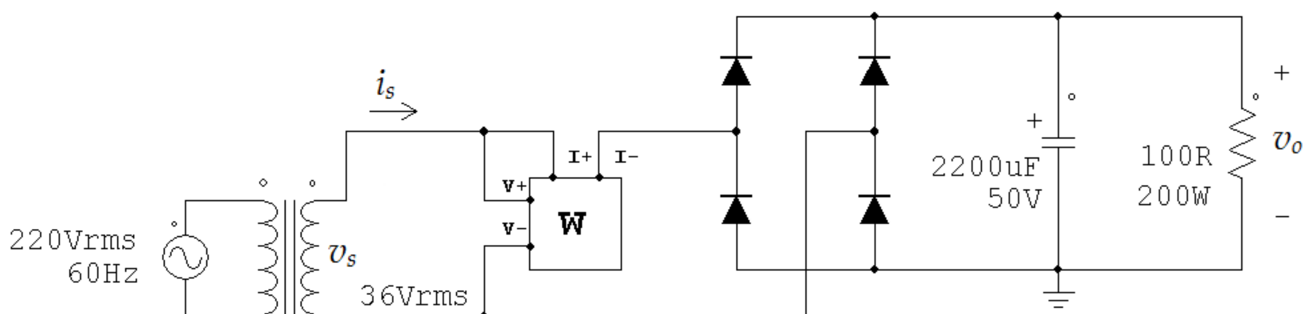
Atividades

- Montagem do retificador monofásico a diodos com capacitor de filtro;
- Obtenção das formas de onda da corrente de entrada e tensão de saída;
- Medição da potência ativa e do fator de potência.

Procedimentos

1. No circuito abaixo, qual a forma de onda que você espera obter para i_s, a corrente absorvida da rede c.a. pelo retificador? Anote sua resposta.

2. Monte o circuito da figura abaixo, incluindo o wattímetro.



3. Conecte a sonda de corrente para visualizar a corrente i_s de entrada do retificador, e também a sonda de tensão para visualizar a tensão v_s fornecida ao retificador.

4. Conecte um voltímetro para medir a tensão média na carga (V_o).

5. Energize os medidores e o circuito e observe as formas de onda.

6. Os resultados obtidos são os esperados? Explique a forma de onda da corrente i_s. Para isso, pode ser útil visualizá-la juntamente com a forma de onda de v_o.

7. Registre a forma de onda da tensão v_s e da corrente i_s em um mesmo oscilograma.

8. Registre a forma de onda de v_s com a carga de 100Ω conectada e também com ela desconectada. Utilize a memória de canal "Ref A"para guardar v_s em uma das situações. Existem diferenças entre os dois casos? Explique suas observações.

9. Se esse transformador fosse alimentar também outras cargas além do retificador, como seria a forma de onda da tensão que seria entregue a essas cargas? Discuta com seu professor.

10. Anote os valores abaixo informados pelo wattímetro eletrônico:

Tensão eficaz de entrada	Vs_{rms} =
Corrente eficaz de entrada	Is_{rms} =
Potência Ativa	P =
Potência Aparente	S =
Fator de Potência	FP =

11. A partir do valor do resistor de carga e da tensão sobre ele, calcule a potência P_{out} nele dissipada:

Cálculos

12. Compare o valor da potência na carga P_{out} com a potência P informada pelo wattímetro. Esses valores são próximos? A que se deve a diferença?

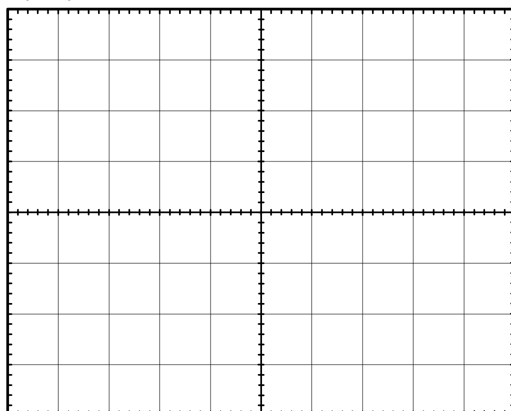
Cálculos

13. Com base no valor da potência aparente (S) no circuito, o que se pode afirmar sobre o valor da corrente eficaz absorvida da rede em relação ao valor necessário *apenas* para produzir a potência ativa que está na carga? Discuta com seu professor.

14. Obtenha e registre a forma de onda da potência instantânea $p_s(t)$ fornecida ao retificador pela fonte (pelo transformador). Para isso utilize o menu "*Math*". Qual o valor médio dessa potência P_{med}? Dica: configure o osciloscópio de modo que muitos ciclos sejam mostrados. O valor apresentado para P_{med} ficará mais exato.

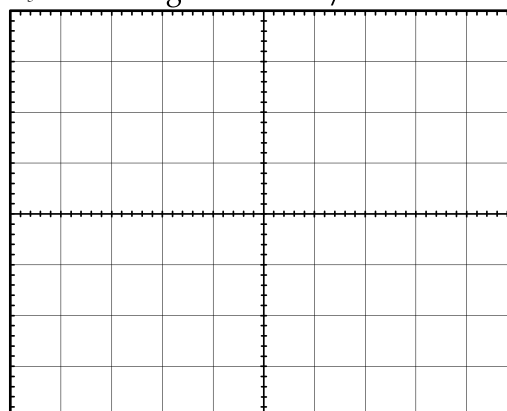
15. Nesse circuito, a potência instantânea possui parte negativa? Resp.: ______ Se a potência é sempre positiva, significa que não há devolução de energia da carga para a fonte. Como então o valor da potência aparente é maior do que o da potência ativa nesse circuito? Discuta com seu professor.

v_s e i_s – Tensão e corrente de entrada



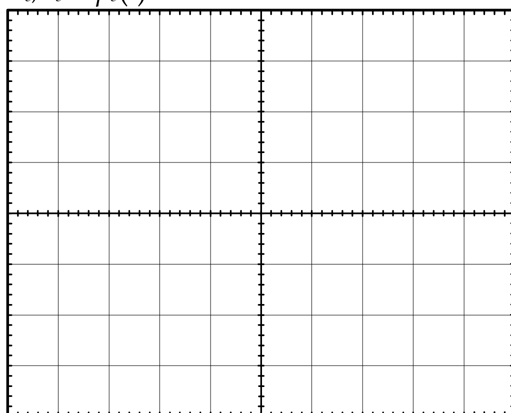
CH1: CH2: M:

v_s com a carga R = 100Ω / aberta



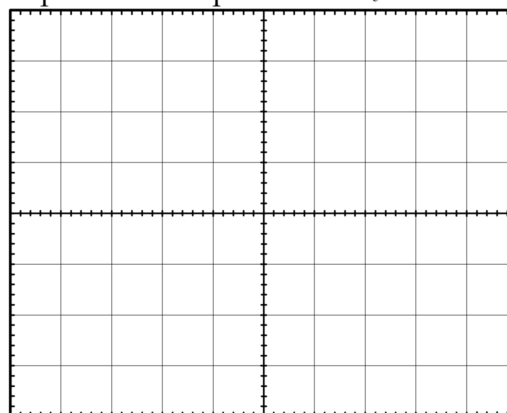
CH1: CH2: M:

v_s, i_s e $p_s(t)$



CH1: CH2: M:

Espectro de frequências de i_s



CH1: CH2: M:

16. Utilizando a função FFT do osciloscópio, obtenha o espectro de frequências da corrente fornecida pela fonte c.a. de 36Vrms (trafo). Utilize a sonda de efeito Hall para capturar o sinal de corrente. Ajuste o osciloscópio para visualizar até o 11º harmônico, aproximadamente. Registre o espectro obtido. Dicas:

- Antes de chamar a função FFT, ajuste a base de tempo de modo a visualizar um grande número de ciclos na tela (em torno de 50ms/div);
- No menu FFT, escolha "*Hanning*" como janela.
- No modo FFT, o osciloscópio do laboratório apresenta a escala vertical em dB/div, onde $V_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(V_{rms})$. Assim, $1V_{rms} = 0dB$ e $V_{rms}=10\hat{}(V_{dB}/20)$;
- Exemplo: Valor medido para $I_3 = 1{,}7dBA_{rms}$ → $I_{3(rms)}=10\hat{}(1{,}7/20)=1{,}216A_{rms}$.

17. Obtenha a amplitude das componentes da corrente i_s fornecida pela fonte. Utilize a função cursor do osciloscópio.

Componente	Frequência (Hz)	dBA_{rms} medido	A_{rms} (calculado de dBA_{rms} medido)
I_0			
I_1			
I_2			
I_3			
I_4			
I_5			
I_6			
I_7			
I_8			
I_9			

18. Calcule o valor eficaz da corrente a partir dos valores eficazes de suas componentes. Utilize os valores anotados na tabela anterior.

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{1(\mathrm{rms})}^2 + I_{2(\mathrm{rms})}^2 + I_{3(\mathrm{rms})}^2 + \cdots + I_{N(\mathrm{rms})}^2}$$

19. Compare o valor calculado de I_{rms} com o valor medido.

20. Calcule o valor aproximado da DHT, isto é, da Distorção Harmônica Total da corrente:

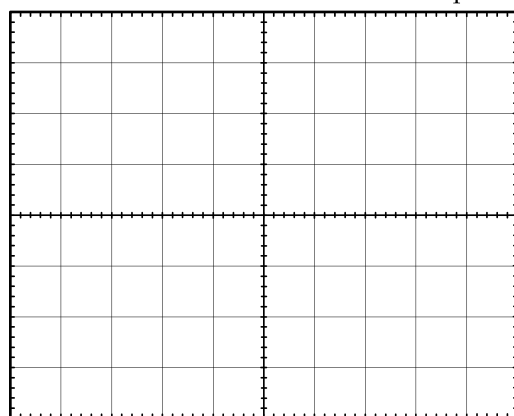
$\mathrm{DHT}_I\% = 100\% \cdot \frac{I_{DIS(\mathrm{rms})}}{I_{1(\mathrm{rms})}} = 100\% \cdot \frac{\sqrt{I_{(\mathrm{rms})}^2 - I_{1(\mathrm{rms})}^2}}{I_{1(\mathrm{rms})}}$, onde $I_{DIS(\mathrm{rms})}$ é o valor eficaz da corrente de distorção (valor eficaz de todas as componentes da corrente juntas, excluindo a fundamental) e $I_{1(\mathrm{rms})}$ é o valor eficaz da componente fundamental da corrente. $I_{(\mathrm{rms})}$ é o valor eficaz total da corrente.

21. Qual é a DHT de uma onda puramente senoidal? Justifique.

22. Converse com seu professor sobre a expressão $P = V_{(\mathrm{rms})} I_{1(rms)} \cos \phi_1$. Anote suas conclusões.

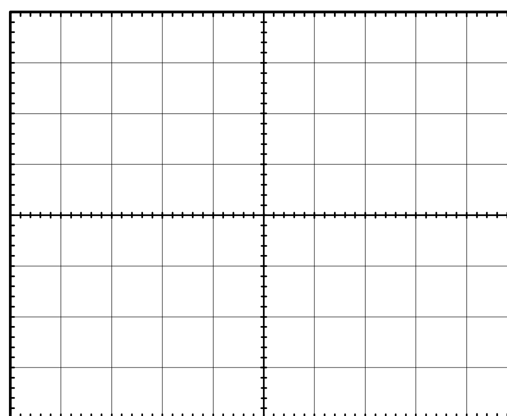
23. Utilizando a sonda de corrente, obtenha a forma de onda da corrente de entrada de um microcomputador ou de um carregador de celular.

Corrente de entrada de um microcomputador



CH1: CH2: M:

Corrente de entrada de um ______________



CH1: CH2: M:

Questionário

1. Quais as implicações do fato da corrente absorvida da rede pelo retificador ser não senoidal?
2. Por que o fator de potência de um retificador é menor que um, mesmo sendo a carga puramente resistiva?

3. O que é necessário para que a DHT (ou THD) seja nula?
4. Duas formas de onda com a mesma DHT são necessariamente iguais? Justifique.
5. É possível uma onda possuir uma DHT maior que 100%?

Anotações

Prática 9

Comportamento Dinâmico de Diodos

Tópicos abordados

- O processo comutação dos diodos;
- Tipos de diodos com relação à velocidade de comutação e à queda de tensão direta.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.
- Veja a complementação teórica apresentada no final deste guia

Material

- Diodos PiN: **D_1:** 6A8; Diodo **D_2**: SK3GL08; Diodo **D_3**: MUR460;
- Diodo Schottky: **D_4**: 1N5822

Atividades

1. Monte o circuito experimental da Figura 1 abaixo. Ajuste o gerador de sinais para produzir uma onda triangular de ± 10V (20Vpp), 100Hz e offset nulo. Utilize inicialmente o diodo D_1.

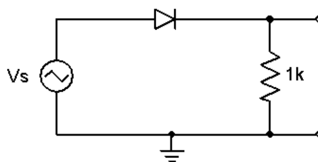


Figura 1 – Circuito para visualização do comportamento dos diodos

2. Observe cuidadosamente, por meio do osciloscópio, a forma de onda da corrente no diodo. Para isso utilize o método indireto, observando a tensão no resistor. A forma de onda encontrada é a esperada? Por que? Registre-a.

3. Eleve a frequência da onda triangular para 5kHz e observe o que ocorre com a forma de onda da corrente no circuito. Registre suas observações.

4. À medida que a frequência da onda triangular é elevada, o que ocorre com sua inclinação (ou seja, seu dv/dt em V/µs)? De que forma isso parece afetar o pico da parcela negativa da corrente no diodo?

5. Eleve a frequência do sinal triangular para aproximadamente 50kHz. O que ocorreu com a forma de onda da tensão sobre o resistor? Esse diodo é adequado para operar nessa frequência?

6. Registre a forma de onda da corrente e meça o valor aproximado do t_{rr} (tempo de recuperação reversa de D_1) nesta condição. t_{rr} $(D_1) \approx$ ___________.

7. Desligue o gerador de sinais e substitua D_1 por D_2. Religue o circuito e meça o valor aproximado do t_{rr} de D_2 nesta condição (f=50kHz). Registre a forma de onda encontrada. t_{rr} $(D_2) \approx$ ___________.

8. Desligue o gerador de sinais e substitua D_2 por D_3. Religue o circuito e meça o valor aproximado do t_{rr} de D_3 nesta condição (f=50kHz) e registre a forma de onda encontrada. t_{rr} $(D_3) \approx$ ___________.

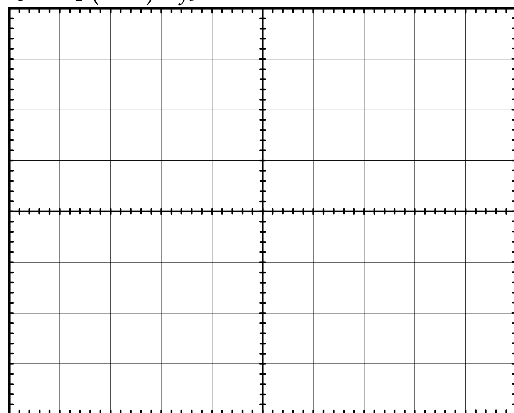
9. Desligue o gerador de sinais e substitua D_3 por D_4. Religue o circuito e meça o valor aproximado do t_{rr} de D_4 nesta condição (f=50kHz) e registre a forma de onda encontrada. t_{rr} $(D_4) \approx$ ___________.

10. Utilizando uma forma de onda com uma inclinação bastante íngreme (p. ex. uma onda quadrada), verifique o comportamento de cada um dos diodos. Sugestão: utilize f=50kHz no gerador e amplie a borda de descida da tensão no resistor. Use borda de descida no *trigger* (↓), com bases de tempo M=100ns/div a M=2,5µs/div. Registre as formas de onda e anote suas observações.

11. Compare a queda de tensão direta v_F de D_3 e D_4. Para isso, primeiro com D_3, posicione o osciloscópio de modo a permitir a visualização simultânea da tensão sobre D_3 e sobre a carga. Ajuste o gerador em 5kHz, onda triangula de 20Vpp. Para o canal sobre o diodo, use uma sensibilidade p. ex de 500mV/div, de modo a ser possível visualizar sua queda direta v_F. Salve essas formas de onda em "*Ref A*" e "*Ref B*". Repita repita o procedimento com D_4 e então registre. Qual diodo possui maior V_F?

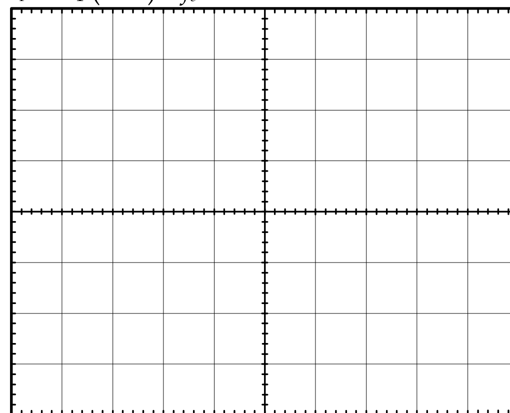
12. Compare os quatro diodos utilizados nos ensaios.

i_F – D_1 (6A8) – f_s=100Hz



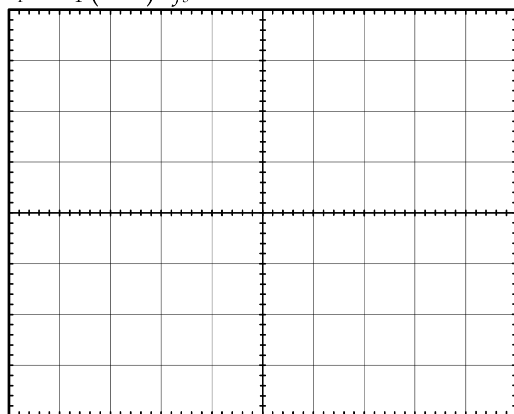
CH1: CH2: M:

i_F – D_1 (6A8) – f_s=5kHz



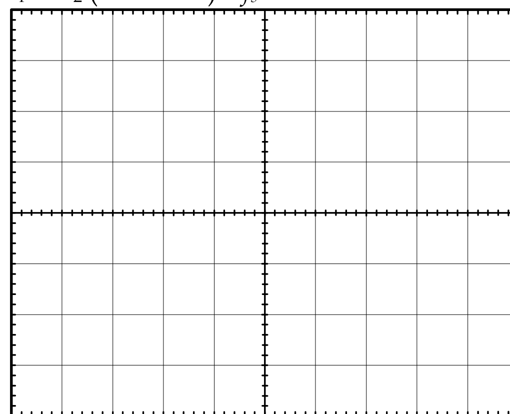
CH1: CH2: M:

i_F – D_1 (6A8)– f_s=50kHz



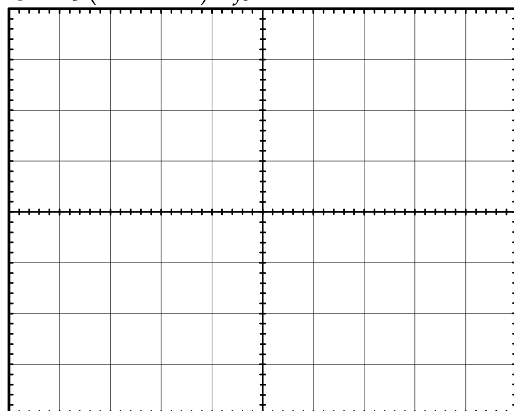
CH1: CH2: M:

i_F – D_2 (SK3GL08) – f_s=50kHz



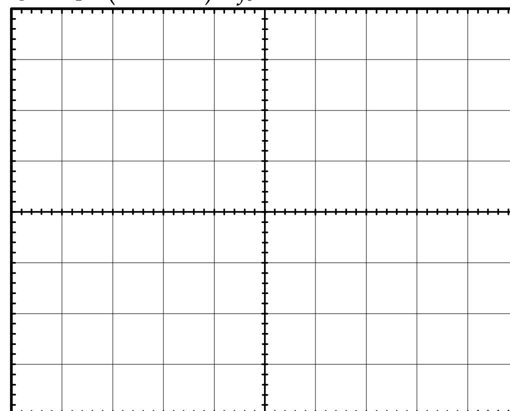
CH1: CH2: M:

i_F – D_3 (MUR460) – f_s=50kHz



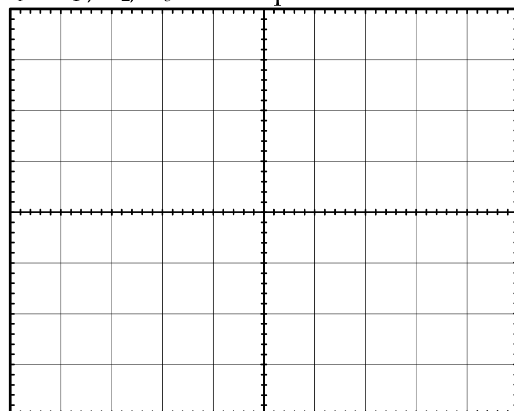
CH1: CH2: M:

i_F – D_4 – (1N5422) – f_s=50kHz



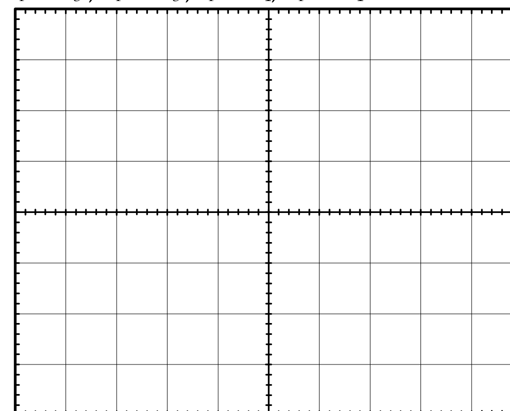
CH1: CH2: M:

i_F – D_1 , D_2, D_3 – onda quadrada



CH1: CH2: M:

i_F – D_3 , v_F – D_3 ; i_F – D_4, v_F – D_4



CH1: CH2: M:

Complementação Teórica

A Figura 2 mostra as curvas de resposta de dois diodos de potência utilizados no LEP. Em ambos os ensaios, eles conduzem uma corrente direta i_F≈1,6A, quando são bruscamente submetidos a uma tensão negativa (-30V). Observa-se claramente que o diodo MUR460 responde mais rapidamente do que o outro (SK3GL08), comportando-se de forma mais próxima de um diodo ideal. A Figura 3 mostra a resposta do diodo de linha 6A8, é um diodo de linha (bastante lento). Ele e apresenta uma resposta inaceitável para a situação apresentada (observe o valor do pico negativo de corrente que ele permite). De uma forma geral, o valor da corrente reversa de um diodo cresce com a temperatura e com a taxa de decrescimento da corrente direta, i.e. a corrente reversa cresce com $-di_F/dt$.

Quanto mais rápido é um diodo, maior tende a ser sua queda de tensão direta V_F. O que ocorre é que, construtivamente, os diodos otimizados para possuírem menor queda de tensão direta são também bastante lentos (diodos de linha). Já os diodos construídos para serem rápidos tendem a possuir maior queda direta V_F e assim maiores perdas por condução.

Tecnologicamente, esse paradigma é solucionado parcialmente pelos diodos tipo Schottky: eles possuem menor queda de tensão direta e são muito rápidos, mas sua construção somente é viável para operação até ≈100V.

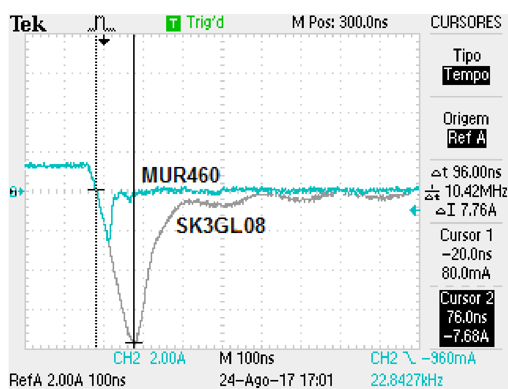


Figura 2 – Bloqueio dos diodos MUR460 e SK3GL08

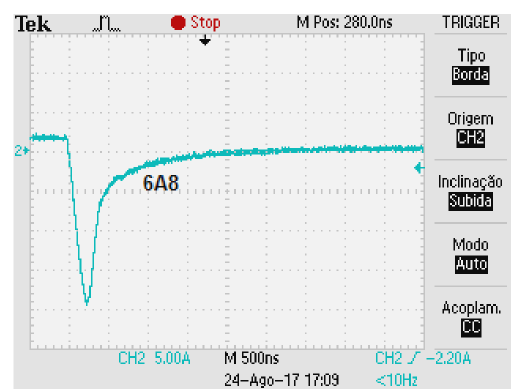


Figura 3 – Bloqueio do diodo de linha 6A8

Questionário

1. Procure o *datasheet* dos diodos estudados e compare os tempos de recuperação reversa (*trr*) apresentados com os tempos de recuperação encontrados na prática. Identifique os principais parâmetros que diferenciam os diodos.
2. À medida que se busca por diodos com *trr* cada vez menores, o que vai ocorrendo com as respectivas quedas de tensão diretas (V_F)?
3. Em que circunstâncias a resposta dinâmica de um diodo deve ser considerada? Quais as possíveis implicações de se utilizar um diodo com tempo de resposta inadequado?
4. Para os diodos das formas de onda da Figura 2 e da Figura 3 apresentadas na seção de complementação teórica acima, determine aproximadamente os valores de: a) I_{RM} b) t_{rr} c) Q_{rr}
5. Faça o *download* do *datasheet* do diodo MUR460 utilizado nessa prática e apresente os valores dos parâmetros:

Diodo: MUR460			
Parâmetro	**Sigla**	**Valor**	**Unidade**
Máxima corrente média para operação contínua			A
Máxima corrente de surto a 175 ºC			A
Tensão Reversa Repetitiva Máxima			V
Corrente de fuga			μA
Máxima temperatura de operação admissível			ºC
Queda de tensão no estado *on* (típica)			V
Queda de tensão no estado *on* para I_F=8A e Tj=25ºC			V
Corrente de fuga para tensão reversa de 100% e T_A=25ºC			μA

Anotações

Prática 10

Modulação PWM com o CI LM3524

Tópicos abordados

- A Modulação PWM e suas características;
- A Modulação PWM como técnica de comando de conversores de potência;
- O CI 3524 como modulador PWM analógico.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Exposição teórica sobre a modulação e diagrama em blocos do CI 3524;
- Montagem do circuito básico em *protoboard*;
- Levantamento da característica Ciclo de trabalho x Tensão de Controle e respectiva equação;
- Resolução do questionário.

Procedimentos

1. Montar o circuito básico do modulador PWM com o CI LM3524, conforme indicado pelo professor. A folha de dados (*datasheet*) do CI está em anexo no final desta apostila.

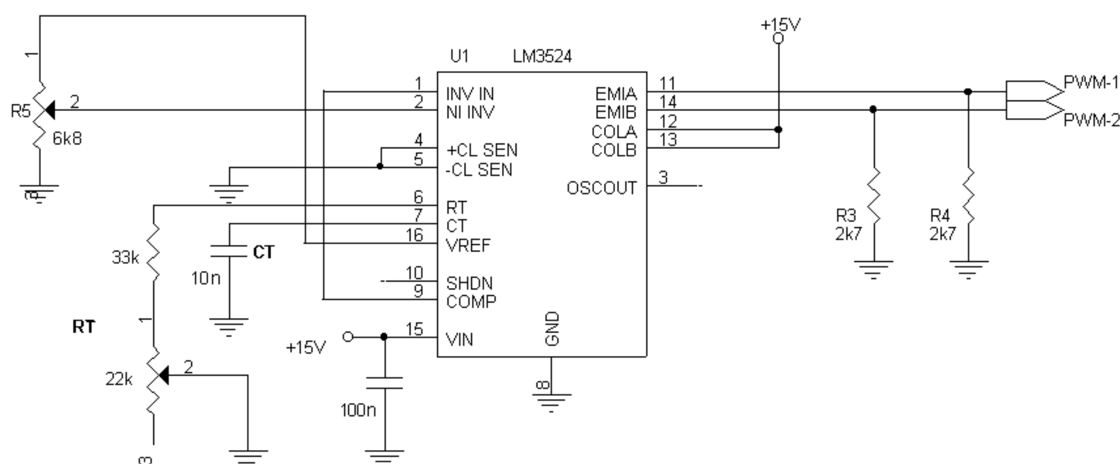


Figura 1 - Circuito básico para estudo do CI LM3524

2. Ajustar a frequência do sinal dente de serra em 5kHz.

3. Observar a forma de onda da tensão dente de serra v_{ds}. Registrar o seu valor máximo $v_{ds(\max)}$ e o seu valor mínimo $v_{ds(\min)}$: $v_{ds(\max)}$ = __________ $v_{ds(\min)}$ = __________.

4. Ajustar a tensão de controle v_c num valor qualquer entre o máximo e mínimo da onda dente de serra e observar simultaneamente as saídas PWM_1 e PWM_2. Registre essas formas de onda.

5. Nessa situação, visualize e registre a tensão de controle v_c, a tensão dente de serra v_{ds} e a tensão em uma das saídas simultaneamente. Para isso, selecione a origem do trigger em v_{ds}, borda de descida, e salve v_{ctr} em "*Ref A*".

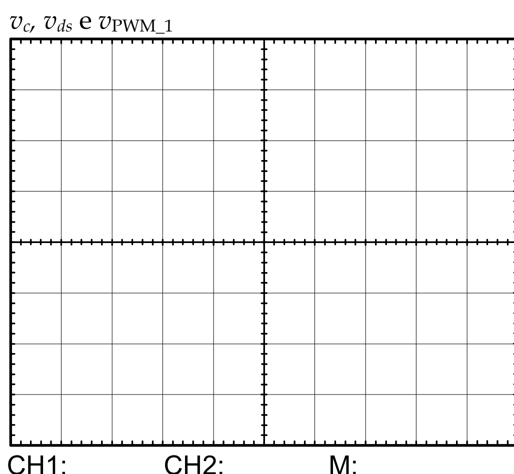
6. Varie a tensão de controle e observe sua influência sobre os sinais nas saídas PWM. Anote suas observações. O que ocorre com à medida em que v_c cresce?

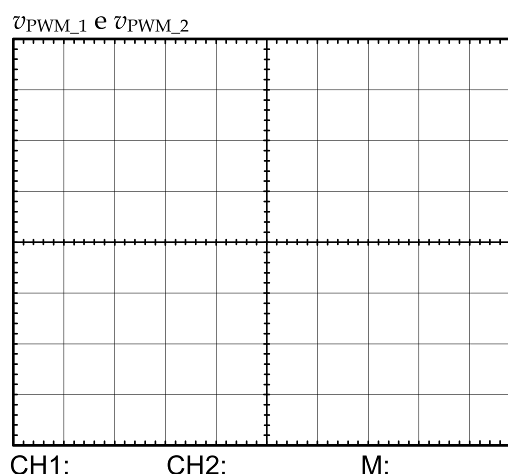
7. Observar o que ocorre nas saídas quando: a) $v_c > v_{ds(\text{max})}$ b) $v_c < v_{ds(\text{min})}$. Para isso, use a chave +5V/GND do painel.

8. Qual a relação entre a frequência dos sinais PWM_1 e PWM_2 e a frequência da onda dente de serra?

9. Como obter um ciclo de trabalho superior a 50% com este CI ? Experimente.

10. Obter matematicamente a relação D x v_c a partir da onda portadora v_{ds} e da tensão de controle v_c.





11. Utilizando a saída configurada para 0 < *D* < 100%, preencha uma tabela com pelo menos 6 pares (*D* x v_c). Use um voltímetro para medir a tensão de controle. Em seguida, monte o gráfico correspondente e mostre a equação que descreve a curva obtida (Use uma planilha eletrônica, insira um gráfico do tipo "dispersão" e adicione a linha de tendência (regressão linear). Marque "mostrar equação no gráfico").

Ciclo de Trabalho (D) x Tensão de Controle (v_c)		
T =		
v_c (V)	t_{on}(μs)	D(%)

Gráfico

Complementação Teórica: "Quando os fios se tornam componentes..."

Estamos acostumados a tratar os condutores de interligação dos componentes como ideais, sejam eles simples fios ou trilhas na placa de circuito impresso. Entretanto, dependendo das condições em que operam, esses condutores podem apresentar efeitos significativos sobre o funcionamento do circuito.

Todo condutor, ao ser percorrido por uma corrente elétrica, produz um campo magnético em seu entorno, com o consequente armazenamento de energia. Em outras palavras, todo condutor, por menor que seja, possui indutância. Essa indutância tem o valor aproximado de ≈1μH/m (um micro henry por metro) para um fio esticado. Lembremos que, quando a corrente varia numa indutância *L*, surge em seus terminais uma queda (ou aumento) de tensão que depende do quão rápido a corrente está variando, de acordo com a relação $v = L\,di/dt$.

Desta forma, em circuitos onde há elevadas taxas de variação da corrente (elevados di/dt), como nos circuitos chaveados (de potência ou não), mesmo para um pequeno valor de *L* pode surgir uma tensão relevante no condutor, como ilustra a Figura 2 (a) abaixo. Mesmo alguns centímetros de trilha de circuito impresso podem causar o mau funcionamento de um CI digital, por exemplo. Essas indutâncias, por serem indesejadas, são chamadas de indutâncias parasitas (ou *stray inductances*), e seu efeito pode ser muito mais significativo do que a parcela resistiva do condutor quando há di/dt elevado no circuito. Por exemplo, quando a corrente fornecida por um pino de saída de um CI muda de 0mA para 20mA em 10ns (o que é bastante comum), temos um di/dt de $20{\cdot}10^{-3}$A/10 $\cdot 10^{-9}$s=2MA/s ou 2A/μs. Se a indutância do caminho por onde essa corrente circula for de apenas 1μH, teremos uma queda de tensão de $v = L\,di/dt$ = 1μH·2A/μs = 2V !!!

Para se atenuar o efeito das indutâncias parasitas **nas linhas de alimentação**, utiliza-se um

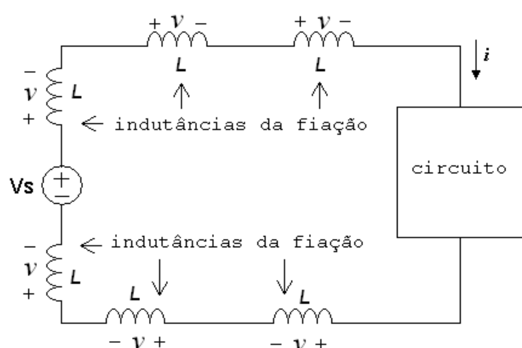


Figura 2(a) – Indutâncias parasitas da fiação entre a fonte de alimentação Vs e o circuito alimentado.

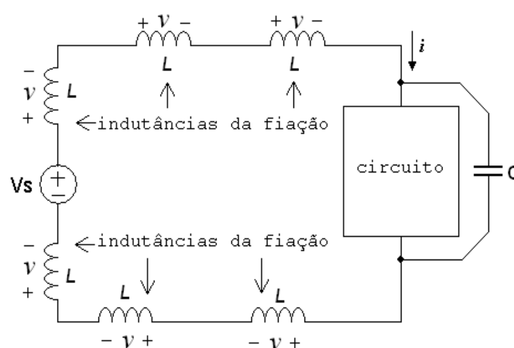


Figura 2(b) – Capacitor de desacoplamento C montado próximo do circuito para atenuar o efeito das indutâncias parasitas.

capacitor em paralelo com os terminais + e - do circuito alimentado, como indicado na Figura 2(b). Esse capacitor, chamado de **capacitor de desacoplamento ou de *bypass***, deve ser montado o mais próximo possível do circuito ou componente alimentado, de modo que a indutância entre ele e o circuito seja a menor possível. Esse capacitor atua fornecendo (ou absorvendo) a corrente necessária ao circuito nos momentos de demanda de di/dt elevado, já que, devido à proximidade física (trilhas curtas), a indutância entre ele e o circuito é bem pequena. Na verdade, o próprio capacitor também possui indutância, devendo ser escolhidos tipos de baixa indutância, como os capacitores cerâmicos e os de polipropileno.



Você é capaz de identificar o capacitor de desacoplamento no circuito da Figura 1?

Questionário

1. Considerando-se um modulador PWM como um bloco único, quais seriam a(s) entrada(s) e saídas desse bloco?
2. Qual a relação da modulação PWM com a eletrônica de potência?
3. O que determina a frequência do sinal de saída PWM no CI 3524?
4. Qual a função do flip-flop tipo T interno do CI?
5. Qual a função do flip-flop tipo SR interno do CI?
6. Para que serve o amplificador de erro do CI?
7. Para que serve a entrada de "shutdown" do CI?
8. Quais o maior e menor ciclo de trabalho possíveis com este CI?
9. Qual o valor do tempo morto nesse CI (Δt em que ambas as saídas ficam desabilitadas)?
10. Como se controla o valor do tempo morto (*dead time*) nesse CI? Pesquise no *datasheet*.
11. Identifique o capacitor de desacoplamento no circuito da Figura 1.

Anotações

Anotações

Prática 11

Transistores MOS de Potência e Chopper de 1 Quadrante

Tópicos abordados

- O transistor MOSFET de potência;
- Circuitos de acionamento de *gate* (*Driver*) de transistores MOSFET de potência e IGBT;
- Funcionamento do *Chopper* de 1 quadrante com carga RL;
- Interferência eletromagnética (EMI) em circuitos de potência.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

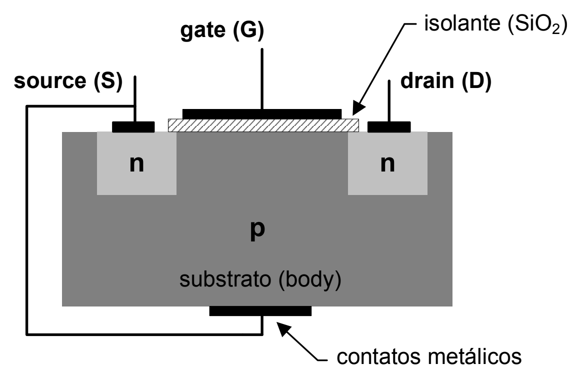
Atividades

- Exposição teórica sobre o transistor MOSFET e o *chopper* de 1 quadrante;
- Montagem do circuito de potência com cargas R e RL.

Introdução – Transistor MOSFET de potência

O transistor MOSFET de potência (*Power* MOSFET) é uma chave semicondutora muito importante na eletrônica de potência. Os terminais de potência dessa chave são dreno (*drain*) e fonte (*source*), e o terminal de comando é o gatilho (*gate*), o qual deve ser polarizado em relação ao terminal *source* para se efetuar o comando da chave. O transistor MOSFET de potência é controlado por tensão, o que torna o seu circuito de comando muito mais simples em relação aos circuitos de comando dos transistores bipolares de potência (BJTs), já que esses últimos possuem um ganho de corrente (β ou h_{FE}) extremamente baixo.

A figura ao lado apresenta a vista em corte de um MOSFET. Observa-se que o terminal metálico do *gate* é isolado do substrato semicondutor por uma camada muito fina (≈0,1μm) de dióxido de silício (SiO_2), que é isolante, daí o termo MOS – *Metal Oxide Semicondutor* (metal-óxido-semicondutor). Com essa configuração, forma-se um capacitor entre o *gate* e o substrato, o qual está ligado também ao terminal *source* (fonte). É o forte campo elétrico criado (>100kV/mm) pela aplicação da tensão entre os terminais *gate* e fonte (V_{GS}) que forma o canal condutivo, permitindo a passagem de corrente entre dreno e fonte, isto é, pelo substrato. Esse é o chamado efeito de campo (*Field effect*), e por isso o nome FET – *Field Effect Transistor* (transistor de efeito de campo). Para que a corrente dreno-fonte comece a circular, a tensão V_{GS} deve ser maior que um valor chamado V_{GSth}, tensão de limiar (*threshold*), que se situa entre 2 e 4,5V para MOSFETs de potência, tipicamente.

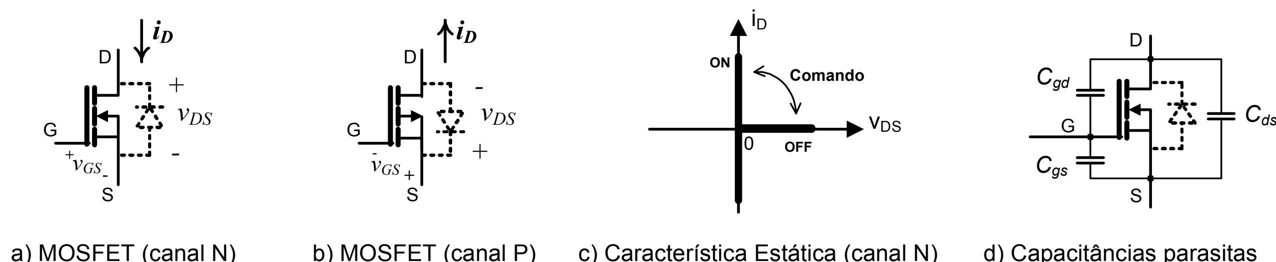


Vista em corte de um transistor MOSFET

Ao contrário do transistor bipolar, há apenas um tipo de portador de carga no caminho da corrente principal no transistor MOSFET, isto é, ele é um dispositivo de portadores majoritários, o que o torna um transistor muito mais rápido do que o BJT. Desta forma o MOSFET é capaz de operar em frequências muito mais elevadas, apresentando menores perdas por chaveamento. Outra consequência de ser um dispositivo de portadores majoritários é que a característica dreno-fonte no estado ligado é puramente resistiva, representada pela resistência rds_{ON} nos manuais dos fabricantes.

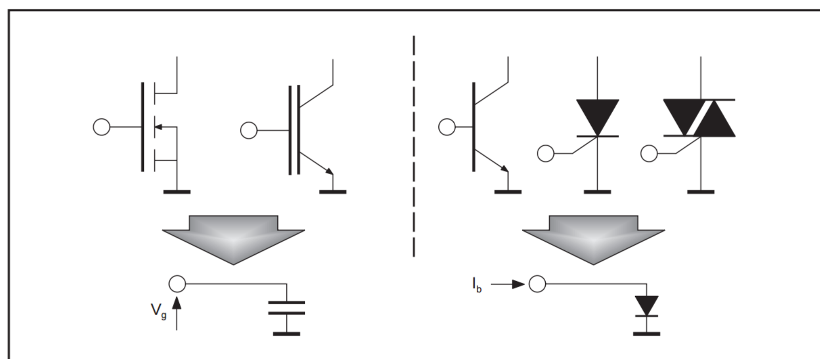
A figura abaixo apresenta os símbolos dos transistores MOSFET canal *N* e canal *P*, bem como a característica estática do MOSFET canal *N*. Observa-se que há um diodo entre os terminais dreno e fonte tanto no MOSFET *N* quanto no MOSFET *P*. Esse diodo é consequência da forma construtiva do MOSFET, isto é, ele é intrínseco, não havendo como eliminá-lo. Entretanto, esse diodo é útil ao funcionamento dos conversores de potência, como ficará claro posteriormente.

Na mesma figura, em (d), é possível observar também a representação das capacitâncias parasitas do MOSFET: *Cgs* (ou *Ciss*), *Cgd* (ou *Crss*), e *Cds* (ou *Coss*). Como será estudado, essas capacitâncias parasitas afetam de forma significativa o comportamento do MOSFET nos circuitos de potência e impõem necessidades especiais aos circuitos de comando de *gate*.



Acionamento de *Gate* de Transistores MOSFET e IGBT de Potência (*Driver de Gate*)

O acionamento dos transistores com porta isolada (MOSFET e IGBT) diferencia-se do acionamento dos componentes bipolares. Os transistores MOSFET e IGBT são comandados por tensão, e sua entrada se comporta como um capacitor (embora seu valor não seja constante). Já a característica de entrada dos transistores bipolares, dos SCRs e dos Triacs é a de uma junção PN, como ilustra a figura abaixo.



Característica de entrada de chaves MOS (MOSFET e IGBT) e de chaves bipolares
(*fonte: Application Note AN524/0994 – ST Microelectronics*)

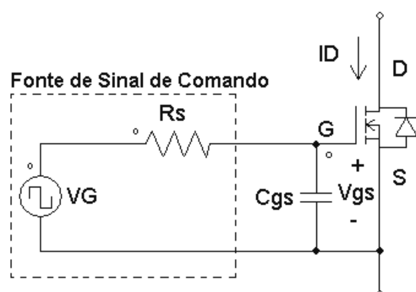
Para que o transistor MOSFET (ou IGBT) se comporte como uma chave aberta, isto é, para que ele fique na região de corte, deve-se fazer $V_{GS} << V_{GSth}$ (ou $<< V_{GEth}$), onde "*th*" abrevia "*threshold*", que significa limiar. Utiliza-se tipicamente V_{GS}=0V ou um valor negativo (ex. -8V ou – 15V) para MOSFETs canal N ou IGBTs.

Para que o MOSFET (ou IGBT) se comporte como uma chave fechada, isto é, para que ele entre na região de saturação, é necessário o estabelecimento do campo na capacitância de entrada (*Cgs* ou *Cge*), o que deve ser realizado aplicando-se a d.d.p. de valor adequado ($Vgs >> Vgs_{th}$) entre *gate* e fonte. Tipicamente, a tensão de +15V é utilizada para isso. Entretanto, existe um tipo de transistor MOSFET disponível no mercado que opera com +5V no *gate*. São os chamados MOSFETs de nível lógico (ex.: IRL540), que possuem Vgs_{th} entre 1 e 2V, e assim podem ser acionados por circuitos

alimentados em 5V. Há MOSFETs com Vgs_{th} ainda mais baixos (p.ex. IRLML2502, com Vgs_{th} de 0,6V a 1,2V) que podem ser acionados diretamente por lógica de 3,3V.

A fonte do sinal de comando deve possuir também, além da amplitude adequada, uma baixa resistência Thèvenin equivalente *Rs*, de forma que a constante de tempo $Rs \cdot Cgs$ seja pequena. Assim, o transistor MOSFET passa do corte à saturação (e vice-versa) num intervalo de tempo pequeno, permanecendo o mínimo possível na região linear e reduzindo dessa forma as perdas de potência. Isso é particularmente importante no chaveamento em alta frequência. A figura abaixo ilustra essa situação por meio de um circuito equivalente simplificado.

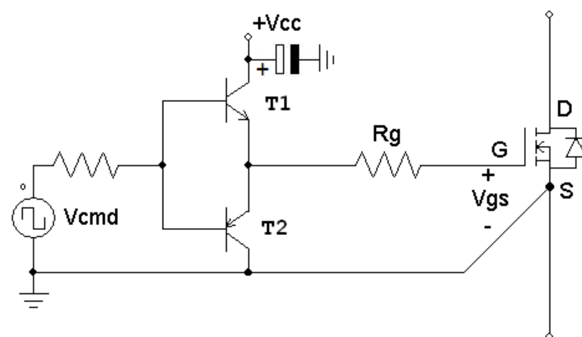
Outro motivo porque a fonte do sinal de comando deve possuir uma baixa impedância relaciona-se à capacitância reversa do MOSFET (*Cgd* ou *Crss*). Estando localizada entre os terminais de dreno e *gate*, essa capacitância produz o efeito indesejável da injeção (ou absorção) de corrente em *Cgs* quando a tensão V_{DS} cresce (ou decresce) abruptamente (lembre-se de que $i_c = C \cdot dv_c/dt$), devido a um distúrbio qualquer (p.ex. a comutação do próprio MOSFET ou de um MOSFET vizinho). Assim, para que a tensão *Vgs* se mantenha firme (e o estado de condução do MOSFET não se altere indevidamente), é necessário que a fonte de sinal V_G possua uma impedância suficientemente baixa. Normalmente são utilizados CIs projetados especificamente para o acionamento de *gate*, como por exemplo, os CIs MC33153, IR2121, IR2113, HCPL316J, etc.



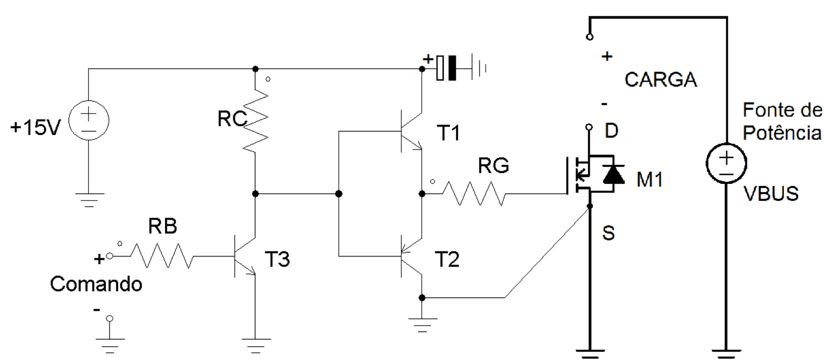
Circuito equivalente simplificado de acionamento de um MOSFET canal N.

Uma forma comum de *driver* (acionador) de *gate* é através da configuração *push-pull*, como ilustrado abaixo. Nesse circuito, o resistor *Rg* possui baixo valor (entre 2,2Ω e 33Ω, tipicamente), e tem a função de limitar o pico de corrente de carga e descarga de *Cgs*. Esse pico de corrente pode atingir vários ampères, dependendo do valor de *Rg*. Através do ajuste de *Rg* é possível controlar a velocidade de ligamento/desligamento do MOSFET. O valor a ser escolhido para *Rg* depende da frequência de chaveamento e do MOSFET utilizado.

No acionamento de *gate* por um par *push-pull*, os transistores operam na configuração emissor comum, e o tempo de resposta do par NPN/PNP é muito rápido, pois eles não entram em saturação profunda. Entretanto, a tensão de comando deve ser 0,7V maior que a tensão a ser aplicada ao *gate* do MOSFET. Se o MOSFET ou IGBT for do tipo mais comum, com $V_{GS(th)}$ da ordem de 4V, será necessário aplicar pelo menos 10V ao *gate* para saturá-lo, e por isso utiliza-se 12V ou mesmo 15V para Vcc. Desta forma, se um microcontrolador alimentado em 3,3V for utilizado, será necessário um deslocamento de nível antes do par *push-pull*, como mostrado abaixo.

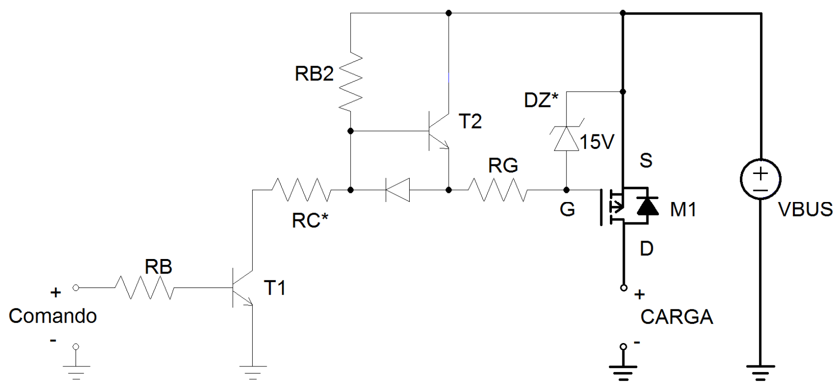


Acionador de *gate* de MOSFET utilizando a configuração *push-pull* (T1/T2).



À esq.: Acionamento de um transistor MOSFET canal N a partir de lógica de comando em 3,3V ou 5,0V. *T3* aplica a tensão correta ao par *push-pull*. Observa-se que, nesse caso, nível alto no sinal de comando corta o MOSFET, e nível baixo faz com que ele conduza. A carga não é referenciada ao terra da fonte de potência.

Em alguns casos, é conveniente ter a carga conectada ao terra. Isso pode ser obtido utilizando-se um MOSFET canal P, como mostrado na figura abaixo. Normalmente, evita-se utilizar os MOSFETs canal P devido ao seu maior rds_{ON}, mas às vezes isso é compensada pela maior simplicidade do circuito. No caso mostrado, a carga é referenciada ao terra, facilitando a ligação de medições de tensão e de corrente pelo circuito de controle.

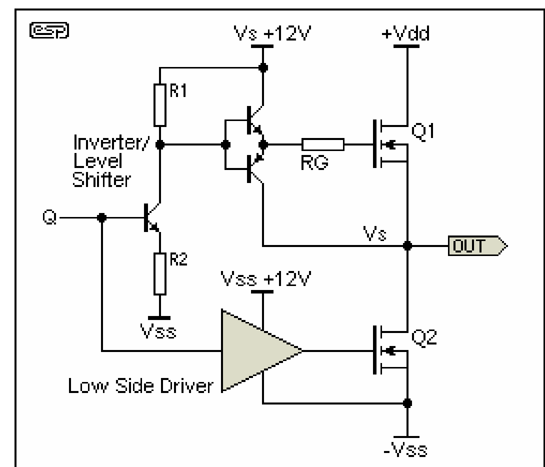


Acionamento de um transistor MOSFET canal P a partir de lógica de comando em 3,3V ou 5,0V. A carga é referenciada ao terra.

O transistor *T2* tem a função de descarregar a capacitância *Cgs*, curto-circuitando-a via *Rg*, o que ocorre quando *T1* corta (nível baixo no sinal de comando). O ligamento do MOSFET ocorre com nível alto no sinal de comando, carregando *Cgs* via diodo, *Rg* e *T1*. O diodo *DZ* e o resistor *RC* devem ser utilizados quando VBUS for maior que 15V. Sua função é evitar danos por sobretensão no *gate* do MOSFET.

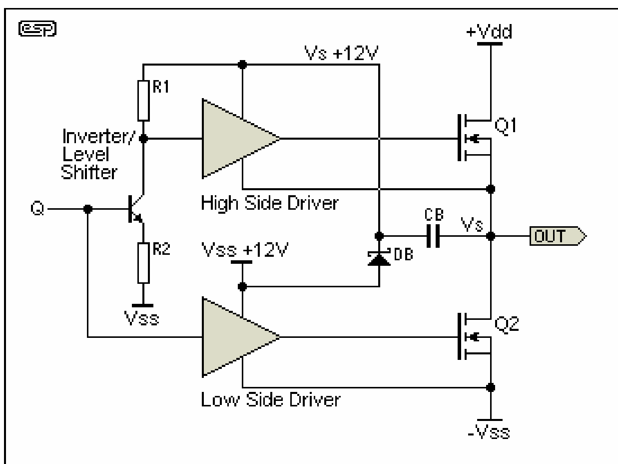
Técnica *Bootstrap*

Para utilizar um MOSFET canal N ou um IGBT e ter a carga referenciada ao terra, é necessário usar um deslocamento de nível para o sinal de comando, pois o terminal *source* (ou emissor no caso de um IGBT) não mais estará no potencial de terra. Nesse caso, é preciso uma fonte auxiliar isolada para alimentar o circuito *driver* no lado do transistor de potência, como ilustrado na figura à direita (veja a fonte V_s de +12V; ≠ V_{dd} principal).



Fonte: http://sound.westhost.com/

Uma técnica que dispensa essa fonte auxiliar é a técnica *bootstrap*. Essa técnica consiste em utilizar um diodo (*DB*) e uma capacitor (*CB*) gerar a tensão auxiliar de alimentação para o *driver*, com referência no terminal *source*, como ilustrado na figura abaixo. Nesse circuito, assim como no anterior, o comando de Q_2 não apresenta maiores dificuldades, já que seu terminal *source* está no potencial de terra (ou $-V_{SS}$), que é onde a fonte Vss de +12V está referenciada. Para Q_1, entretanto, é necessário criar uma tensão com potencial acima de seu *source*, o que é feito da seguinte forma: Quando o transistor de potência Q_2 conduz, o capacitor *CB* carrega-se com a tensão Vss de +12V via diodo *DB*. A tensão em *CB* é então utilizada para alimentar o *High Side Driver*, que efetivamente comandará o *gate* de Q_1. O valor de *CB* deve ser alto o suficiente para que ele não descarregue muito até a próxima condução de Q_2. Os CIs IR2110/IR2113 são exemplos de drivers que utilizam a técnica *bootstrap*.



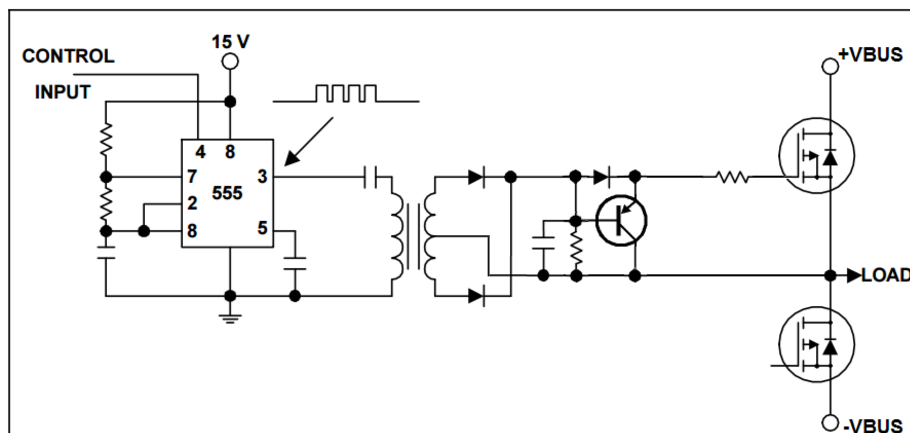
Fonte: http://sound.westhost.com/

Drivers Isolados

Muitas vezes, é necessário isolar o circuito de comando do MOSFET, seja por questões de proteção (devido à tensão elevada no lado de potência), seja por causa da posição do MOSFET no circuito (que impede o comando direto devido ao deslocamento do potencial no terminal *source*), seja por ambos os motivos. O isolamento pode ser feito por transformador ou por foto-acoplador. No mercado existem CIs para acionamento de transistores de potência com foto-acopladores embutidos, como por exemplo o famoso HCPL316J. Para comando de transistores em alta frequência (dezenas de kHz e acima) devem ser utilizados fotoacopladores adequados, não somente por causa do tempo de resposta, como também por causa da baixa capacitância requerida entre os lados isolados (p. ex.

6N136, 6N137, HCPL4503). O CI HCPL 316J, além de atuar como driver, possui lógica embutida para a proteção do transistor contra curtos-circuitos (lógica de detecção de dessaturação).

A transferência do sinal de comando por transformador tem a vantagem de não requerer uma fonte de alimentação auxiliar no lado do MOSFET, mas possui limitações quanto à máxima razão cíclica em que pode operar. A figura abaixo ilustra uma solução utilizando transformador de pulso.



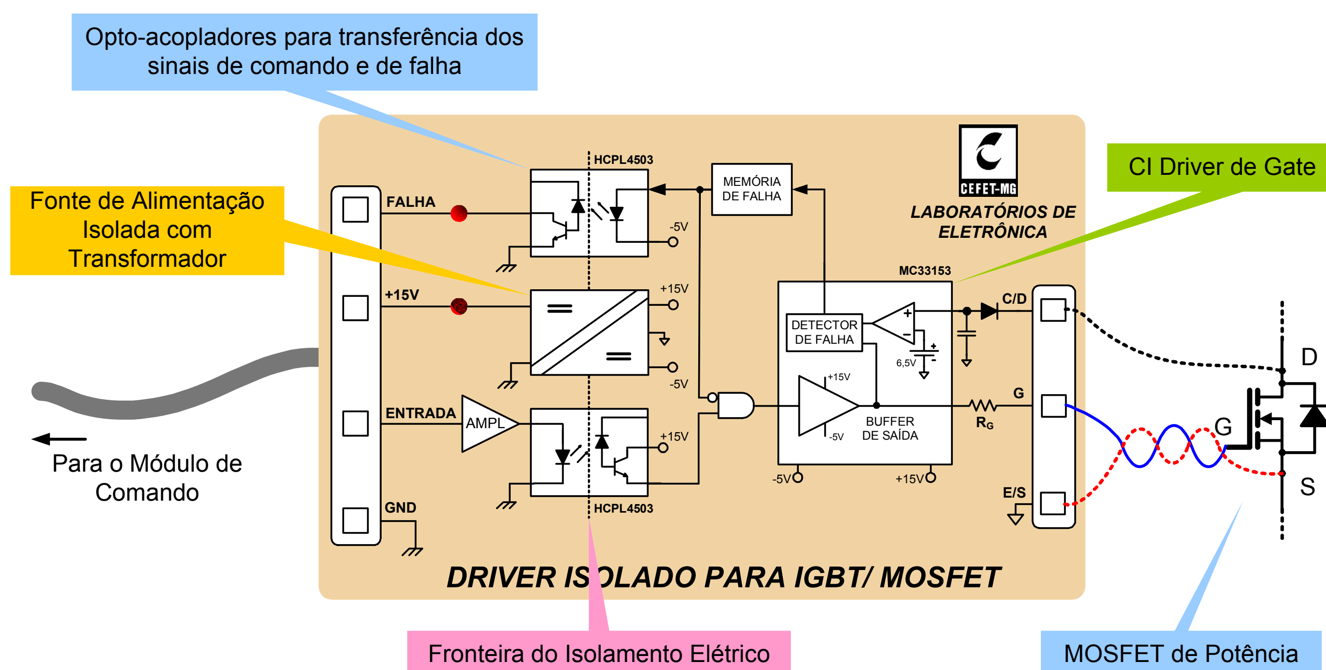
Driver com isolamento por transformador. Não é necessária fonte auxiliar no lado do MOSFET. A frequência de oscilação do TLC555 deve ser muito maior que a frequência de chaveamento dos MOSFETs (*Adaptado da Application Note AN3465 – Maxim*).

Módulo *Driver* de *Gate* do Laboratório de EP

No laboratório de eletrônica de potência, será utilizado um módulo *driver* que possui a característica de isolamento, isto é, por meio de foto-acopladores (HCPL4503) e transformadores o sinal de comando aplicado ao MOSFET é isolado da fonte de sinal, o que permite acionar o transistor sem qualquer conexão elétrica direta entre o mesmo e o circuito de comando. Esse módulo utiliza o CI MC33153, que oferece outra característica importante que é a proteção do MOSFET acionado por meio da detecção da tensão dreno-fonte (V_{DS}), a qual opera pelo seguinte princípio: ao se aplicar a ordem de comando, aguarda-se um pequeno intervalo de tempo (≈0,5μs) para que o transistor entre completamente em condução. Após esse tempo, a tensão V_{DS} deve ser baixa (já que o transistor deve estar saturado). Se isso não ocorrer, é porque o transistor está com uma corrente excessiva e deve ser desligado.

As principais funções do módulo *driver* são:

- Aplicar ao *gate* do transistor de potência as tensões adequadas ao seu ligamento e desligamento. Neste caso específico: +15V e -5V, respectivamente;

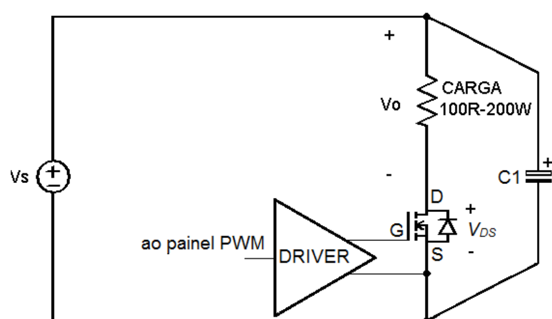


Módulo *driver* de *gate* do laboratório de E.P. utilizando o CI MC33153 da Motorola (*ON-Semi*)

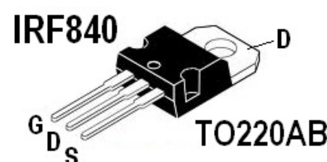
- Garantir que as tensões aplicadas ao MOSFET fiquem estáveis (firmes) durante os transientes de ligamento/desligamento do transistor acionado e de outros transistores porventura presentes no circuito de potência;
- Efetuar o isolamento elétrico entre os circuitos de comando e de potência, protegendo assim os circuitos e os usuários no lado de baixa potência (comando);
- Efetuar a proteção do transistor de potência contra sobrecorrentes advindas de curto-circuitos ou sobrecargas.

Procedimentos

1. Configure o painel de comando PWM com o CI LM3524 para gerar um sinal PWM com $0<D<100\%$ e 20kHz. Verifique o seu funcionamento observando a saída PWM.
2. Monte o circuito de potência como mostrado abaixo. Utilize Vs=20V, R=100Ω/200W, C_1=4700μF.



Chopper elementar de um quadrante com carga *R*



Encapsulamento e pinagem do *MOSFET*

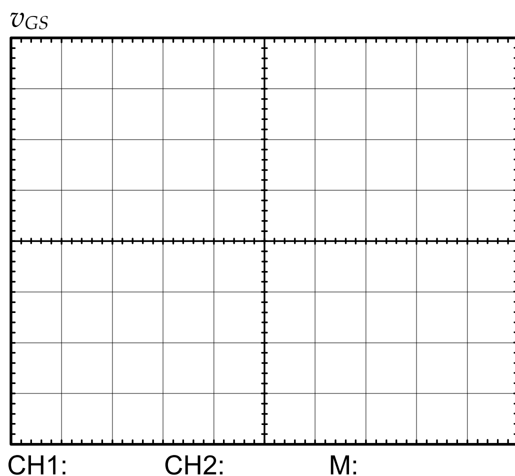
3. Conecte o módulo *driver* ao painel de comando e ao transistor MOSFET.
4. Ligue o painel de comando e observe o sinal no *gate* do MOSFET (tensão v_{GS}). Registre-o.



Faça primeiro as conexões elétricas. Somente então energize a fonte ajustada em 0,0V e eleve gradualmente a tensão até 30V.

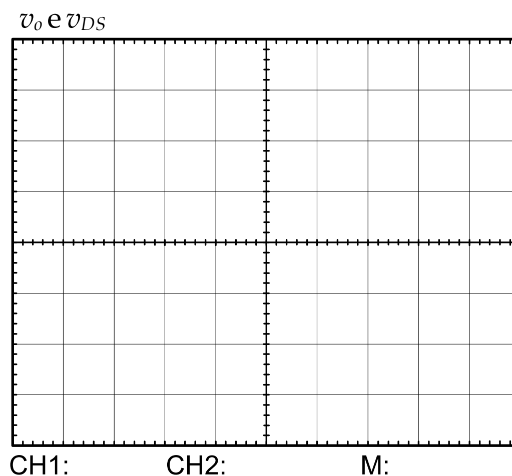
5. Posicione as pontas do osciloscópio de modo a visualizar em um mesmo referencial de tempo a tensão sobre a carga v_o e a tensão sobre o transistor v_{DS}. Ligue o circuito, observe e registre-as.
6. Qual o valor do pico da tensão v_{DS} no transistor? Como se explica esse valor, lembrando que a tensão de alimentação do circuito é de apenas 20V?

v_{GS}



CH1: CH2: M:

v_o e v_{DS}



CH1: CH2: M:

7. Qual a possível implicação desse pico de tensão sobre o transistor?

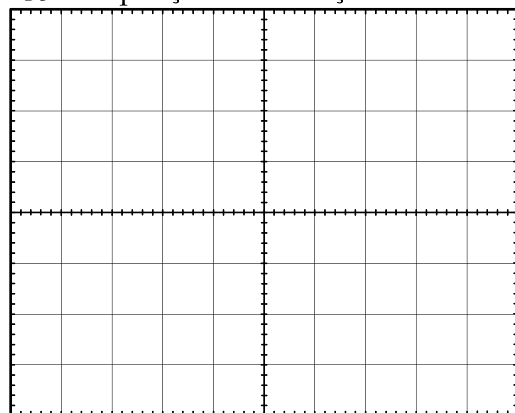
8. Amplie no osciloscópio a região da forma de onda de v_{ds} onde ocorre o pico de tensão. Para isso utilize a borda de *trigger* e a base de tempo adequadas. Registre a forma de onda e meça a frequência da oscilação amortecida. $f_{osc} \approx$ ________kHz.

9. Discuta com o professor as possíveis causas da oscilação amortecida de alta frequência, e as possíveis implicações desse fenômeno.

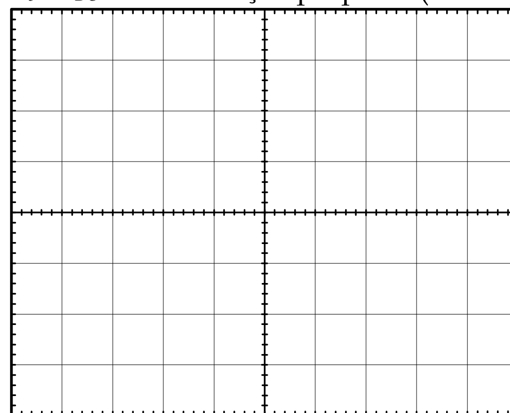
10. Utilize um receptor de rádio AM para verificar a existência de emissão de energia eletromagnética de RF (rádio frequência) pelo circuito. Anote suas observações.

11. Proponha uma maneira de reduzir o pico de tensão que aparece na carga e no transistor. Redesenhe o diagrama do circuito incluindo sua proposta no espaço abaixo e explique o seu funcionamento. Implemente sua proposta e observe novamente as formas de onda da tensão na carga (v_o) e tensão no transistor (v_{ds}) e registre-as.

v_{DS} – ampliação da oscilação amortecida



v_o e v_{DS} – com solução proposta ( )



12. Utilize o *chopper* completo para acionar a MCC. Anote suas observações.

Questionário

1. Qual o propósito de um "*Chopper* de 1 quadrante"?
2. Quais as vantagens de um transistor MOSFET de potência sobre um transistor bipolar de potência? E desvantagens?
3. Por que há um diodo interno dreno-fonte no transistor MOSFET? Esse diodo é útil?
4. Qual a necessidade do circuito *driver* de *gate*?
5. Como se controlam os tempos de comutação de um transistor MOSFET? (Não confundir com *ton*/*toff* do ciclo PWM).
6. De que tipo deve ser o diodo de potência do *chopper* de 1 quadrante? Deve ser um diodo rápido ou pode ser qualquer diodo? Por que?
7. Que consequências traz o aumento da frequência de chaveamento sobre as perdas no transistor?
8. O que é EMI? Quais as suas causas e implicações?
9. Faça o *download* do *datasheet* do MOSFET utilizado na prática (IRF840) (ou vide anexos) e apresente os valores dos parâmetros:

Parâmetro	**Sigla**	**Valor**	**Unidade**
Máxima tensão admissível dreno-fonte (tensão de ruptura)			V
Máxima corrente contínua de dreno admissível para V_{GS}=10V			A
Máxima resistência estática dreno-fonte para V_{GS}=10V			Ω
Máxima corrente pulsada repetitiva de dreno			A
Máxima dissipação de potência admissível a 25ºC			W
Máxima tensão *gate-source* admissível			V
Máximo torque de montagem com parafuso de 3mm			Nm
Máxima resistência térmica junção-capsula			ºC/W
Máxima resistência térmica cápsula-dissipador (com pasta térmica)			ºC/W
Capacitância típica de entrada (entre *gate* e fonte)			pF
Capacitância típica de saída (entre dreno e fonte)			pF
Capacitância típica reversa (entre dreno e *gate*)			pF
Máxima corrente contínua admissível no diodo intrínseco			A
Tempo de recuperação reversa típico do diodo intrínseco			ns
Tempo de retardo ao ligar (típico)			ns
Tempo de subida da tensão v_{ds} (típico)			ns
Tempo de retardo ao desligar (típico)			ns
Tempo de descida da tensão v_{ds} (típico)			ns

Anotações

Prática 12

Chopper de 2 Quadrantes a Transistor – Acionamento da Máquina c.c.

Tópicos abordados

- Acionamento da Máquina c.c. nos quadrantes I e II;
- Funcionamento do *chopper* de 2 quadrantes.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Montagem e ligação do *Choppers* de 2 quadrantes como acionador do motor c.c.;
- Exposição teórica sobre o *Chopper* de 2 quadrantes;
- Discussão dos resultados e resolução do questionário.

Procedimentos – Acionamento da MCC com o *chopper* de 2 quadrantes

O circuito do *chopper* de 2 quadrantes está mostrado na figura abaixo.

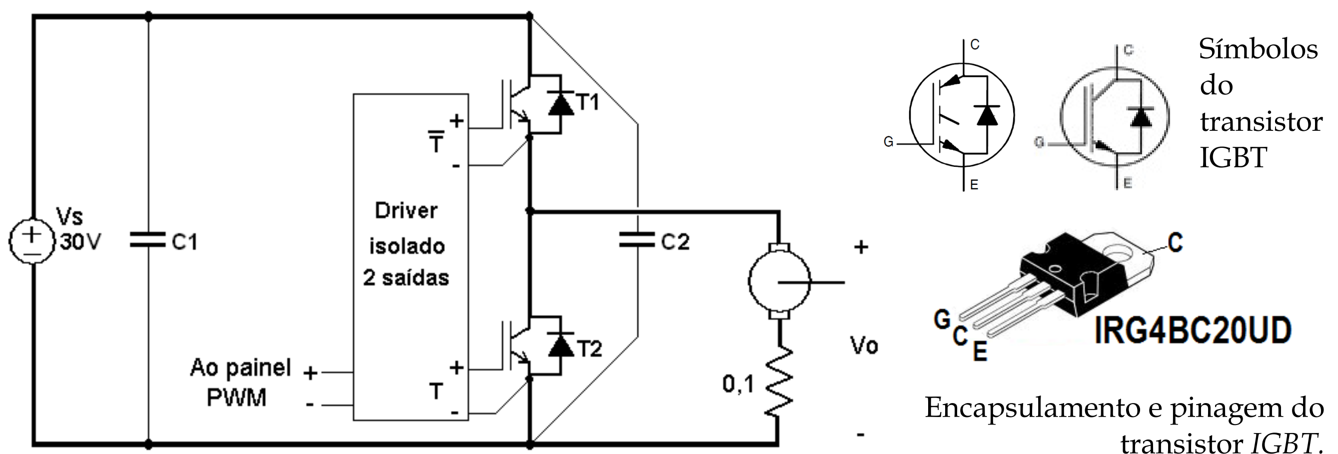


Figura 1 – (a) *Chopper* de 2 quadrantes a IGBTs conectado à MCC (b) Encapsulamento e símbolos do IGBT

Como se tratam de dois transistores a serem acionados, agora são necessários dois *drivers* (acionadores). Esses foram montados num único módulo, como indicado na figura a seguir. Uma porta inversora (NOT) realiza a inversão do sinal de comando para acionar os transistores de forma complementar, evitando o curto-circuito do braço do *chopper*. Além disso, como o transistor leva certo tempo para desligar completamente depois de recebida a ordem em seu *gate*, é necessário esperar um

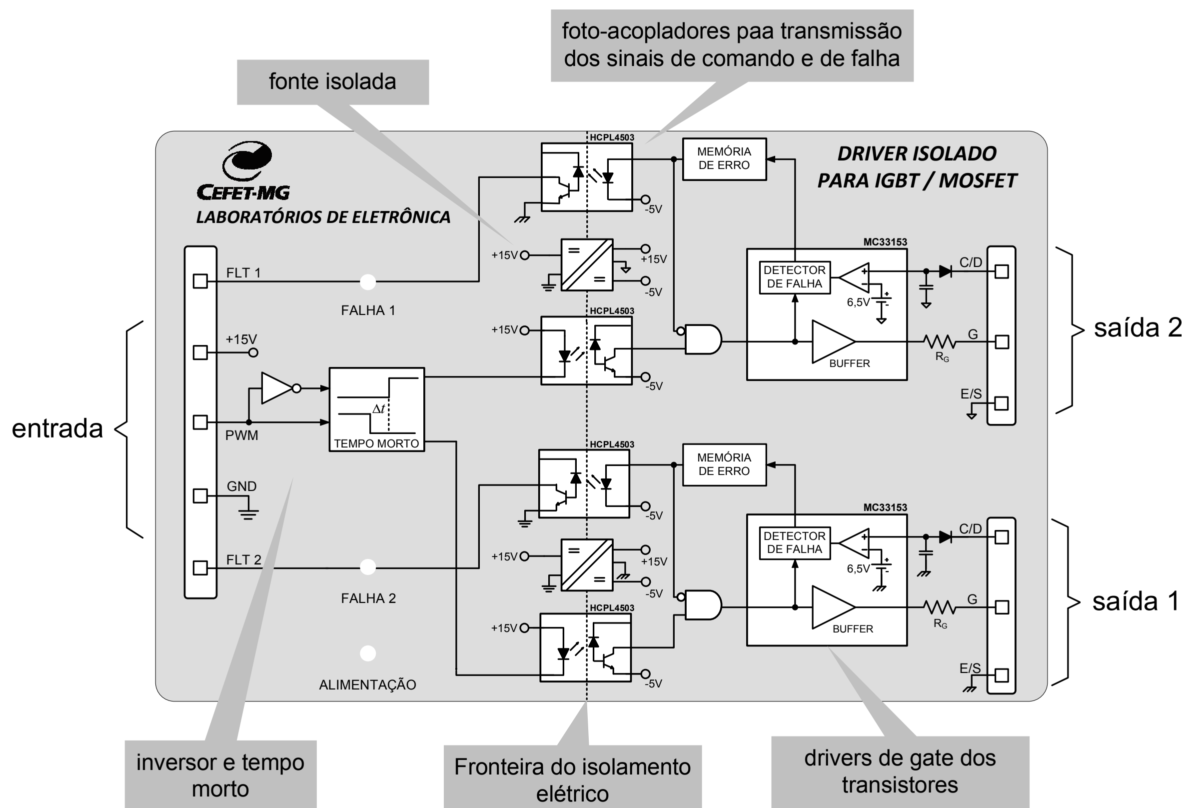


Figura 2 – Sinótico do módulo *driver* de duas saídas do laboratório de E.P.

pequeno tempo Δt antes de se ligar o próximo transistor. Do contrário, haverá um breve tempo em que os transistores estarão simultaneamente em condução, levando à circulação de picos elevados de corrente por eles, com o consequente sobreaquecimento e até mesmo a queima. A esse tempo Δt de retardo ou de espera ao ligar dá-se o nome de *tempo morto*, o qual é realizado pelo bloco homônimo.

Os demais blocos do módulo *driver* são as fontes de alimentação isoladas, os fotoacopladores e os CIs que acionam os *gates* dos transistores.

Procedimentos

1. Monte o circuito do *chopper* de 2 quadrantes e conecte-o à MCC, como indicado na Figura 1.



Não deixe de montar o capacitor C_1 no valor de 2200μF/50V (ou maior) no barramento c.c.! (o capacitor C_2 já está na PCB dos IGBTs).

2. No painel de comando PWM com o CI LM3524, ajuste o ciclo de trabalho para aproximadamente 50% e a frequência para 10kHz.

3. Energize o circuito de potência. Observe o funcionamento variando a velocidade da MCC atuando no painel de comando PWM. Observe as formas de onda da tensão e da corrente de saída do *chopper* com MCC girando a uma velocidade constante. Registre alguns ciclos dessas forma de onda no mesmo oscilograma.

4. Qual transistor e qual diodo estão conduzindo a corrente de carga nessa situação? Esboce as formas de onda de tensão e corrente observadas no espaço abaixo e indique os intervalos em que cada um dos semicondutores conduz.

5. **Transitório de Aceleração da MCC**:

- Ajuste *D* de modo que a MCC gire a uma velocidade baixa, então eleve bruscamente o valor do ciclo de trabalho e observe o que ocorre com a corrente de armadura. Para isso, utilize a chave GND/5V do painel de comando em paralelo do potenciômetro, conforme indicado pelo professor.
- Utilize uma base de tempo mais lenta (p. ex. 500ms ou 1s/div.), de modo a ser possível capturar o retorno à situação de equilíbrio.
- Utilize o recurso "*stop*" ou "*single sequence*" do osciloscópio digital para congelar a onda na tela.
- (!) Ajuste o valor do ciclo de trabalho e o valor da tensão de alimentação do *chopper* de modo que o limite de corrente da fonte de alimentação não seja atingido. Do contrário ocorrerá saturação no topo da onda.
- Registre a forma de onda da corrente na MCC e anote suas observações com relação à corrente e à velocidade da MCC.

6. Justifique o comportamento da corrente na MCC durante o ensaio de aceleração.

7. **Transitório de Frenagem Regenerativa da MCC**:

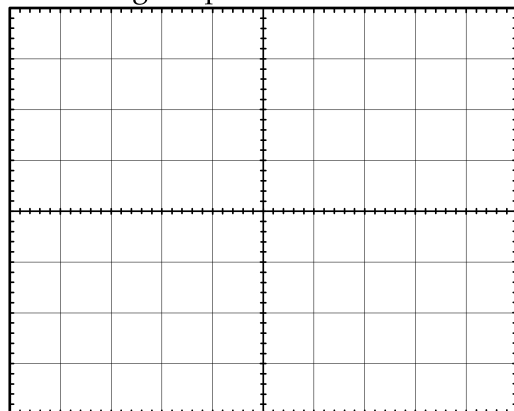
- Após levar a MCC até uma velocidade elevada, faça uma redução brusca do valor do ciclo de trabalho e observe o que ocorre com a corrente de armadura e com a tensão do barramento c.c..
- Utilize o recurso "*stop*" ou "*single sequence*" do osciloscópio digital para congelar a onda na tela.
- Utilize uma base de tempo mais lenta (p. ex. de 500ms ou 1s/div.), de modo a ser possível capturar o retorno à situação de equilíbrio.
- Para efetuar a redução brusca do ciclo de trabalho utilize a chave GND/+5V do painel de comando ligada em paralelo do potenciômetro, conforme indicado pelo professor.
- Registre a forma de onda da corrente na MCC e anote suas observações com relação à corrente e à velocidade da MCC.

8. Quais semicondutores do *chopper* conduzem a corrente durante o tempo em que ela é negativa?

9. Observe o que ocorre com a tensão no barramento c.c. (tensão no capacitor, em paralelo com a fonte V_s) durante o transitório de frenagem regenerativa da MCC? Justifique.

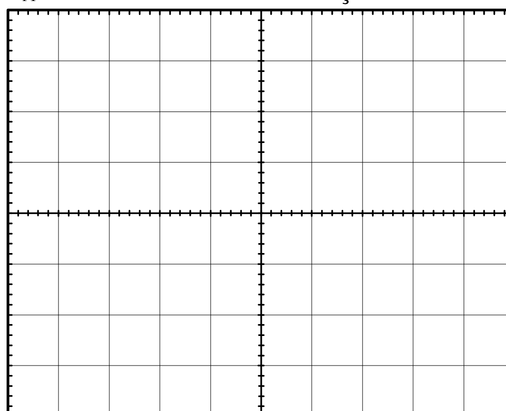
10. Registre num mesmo referencial de tempo as formas de onda da tensão no barramento e da corrente de carga para o ensaio de redução brusca do ciclo de trabalho.

v_o e i_o – regime permanente da MCC



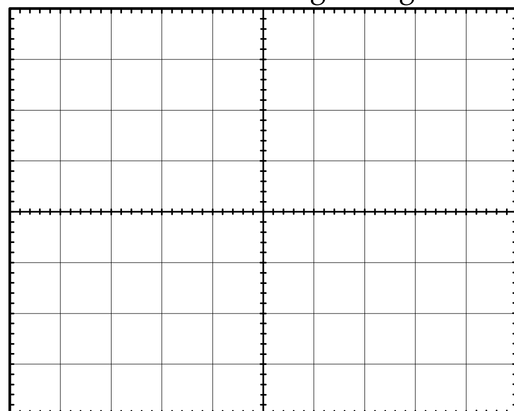
CH1: CH2: M:

i_A – transitório de aceleração da MCC



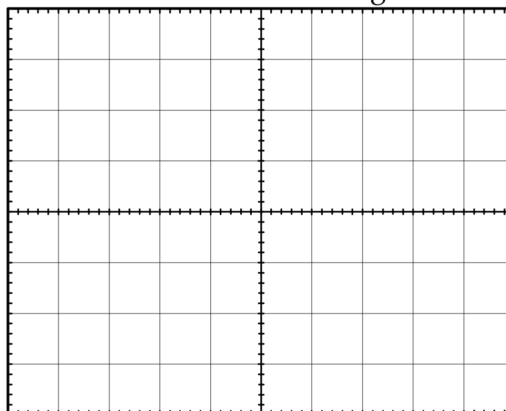
CH1: CH2: M:

i_A – transitório de frenagem reg. da MCC



CH1: CH2: M:

i_A e v_B – transitório de frenagem



CH1: CH2: M:

Questionário

1. Qual a diferença da frenagem da MCC acionada por um *chopper* de um quadrante e por um *chopper* de dois quadrantes?
2. Que vantagens traz a frenagem regenerativa sobre o uso de energia e sobre a resposta dinâmica da MCC?
3. Simule no PSIM o *chopper* de dois quadrantes em operação com a MCC. Utilize os mesmos parâmetros da MCC utilizada na prática. Simule a operação nos quadrantes I e II.
4. Considerando a MCC utilizada, qual deve ser o ciclo de trabalho para que um bloco de 1kg seja elevado com velocidade constante de 1m/s? Considere a mesma polia da prática (r=7cm) e uma fonte V_s=90V_{cc}.
5. Qual seria a tensão de armadura necessária para abaixar um bloco de 1kg a 10m/s?
6. É possível realizar o abaixamento do bloco com velocidade constante utilizando o *chopper* de dois quadrantes? Explique.

7. Faça o *download* do *datasheet* do IGBT utilizado na prática (IRG4BC20UD) (ou vide anexos) e apresente os valores dos parâmetros:

IGBT: IRG4BC20UD			
Parâmetro	**Sigla**	**Valor**	**Unidade**
Máxima tensão admissível coletor-emissor (com VGE=0V)			V
Máxima corrente contínua de coletor a 25ºC			A
Máxima corrente contínua de coletor a 100ºC			A
Máxima corrente pulsada de coletor			A
Máxima tensão de *gate*			V
Queda de tensão coletor-emissor em saturação (típica)			V
Queda de tensão coletor-emissor em saturação para Ic=12A e T_J=100ºC			V
Máxima dissipação de potência admissível a 100ºC			W
Máximo torque de montagem com parafuso de 3mm			N·m
Máxima resistência térmica junção-capsula do IGBT			ºC/W
Máxima resistência térmica junção-capsula do diodo			ºC/W
Tensão de limiar de *gate* (mínima)			V
Capacitância típica de entrada (entre gate e emissor)			pF
Capacitância típica de saída (entre coletor e emissor)			pF
Capacitância típica reversa (entre coletor e gate)			pF
Corrente de fuga coletor-emissor com VGE=0V e Tj=150ºC			µA
Queda de tensão direta do diodo para I_C=12A e Tj=150ºC			V
Tempo de recuperação reversa típico do diodo			ns
Perda de energia no ligamento para I_C=12A, V_{CC}=480V			mJ
Perda de energia no desligamento para I_C=12A, V_{CC}=480V			mJ
Tempo de retardo ao ligar (típico)			ns
Tempo de retardo ao desligar (típico)			ns

Anotações

Anotações

Prática 13

Conversor Buck

Tópicos abordados

- O conversor Buck como conversor c.c.-c.c. chaveado abaixador de tensão;
- Análises qualitativa e quantitativa do conversor operando em malha aberta.

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

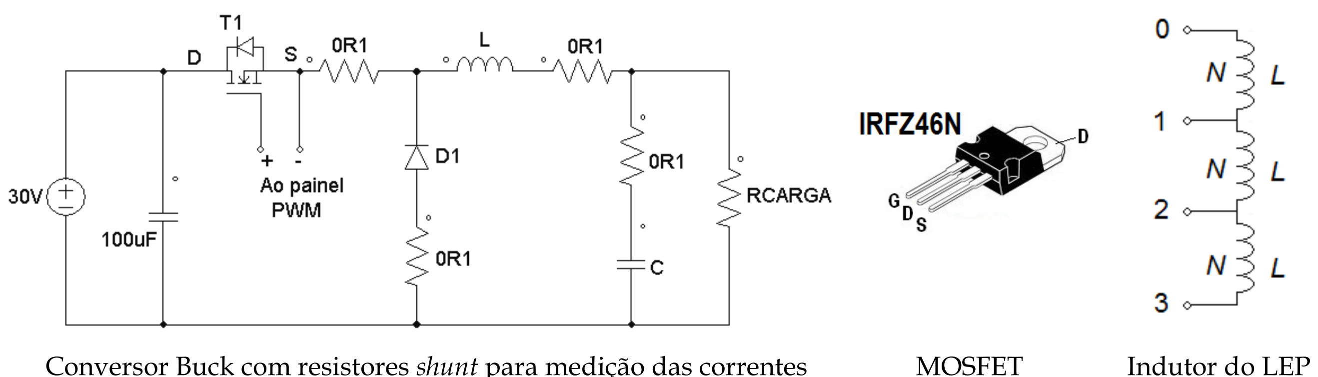
Atividades

- Determinação teórica dos principais parâmetros do conversor dado;
- Montagem e experimentação do conversor;
- Comparação dos resultados experimentais com os teóricos e conclusões.

Procedimentos

1. Configure do painel de comando PWM para gerar $0<D<100\%$. Ligue-o e verifique o seu funcionamento. Ajuste f_s=5kHz e D=mínimo, inicialmente.
2. Utilizando o painel adequado, monte a configuração *Buck*, como mostrado abaixo, com o MOSFET IRFZ46N. Utilize uma fonte de 30V na entrada. Utilize: L=350μH, C=100μF, carga R=9,1Ω.

   Obs.: o indutor do laboratório apresenta a indutância L=350uH entre os pinos 0-1, 1-2, 2-3 da PCB, já que o número de espiras é o mesmo entre esses pontos. (Se $L \propto N^2$, para $N_{02}=2 \cdot N_{01} \Rightarrow L_{02}=4 \cdot L_{01}$).



Conversor Buck com resistores *shunt* para medição das correntes — MOSFET — Indutor do LEP

3. Confira o correto posicionamento de todos os componentes.
4. Conecte o módulo de comando ao transistor do conversor e também um voltímetro junto à carga.
5. Energize o módulo de comando PWM primeiro e, em seguida, ligue a fonte de potência. O voltímetro deverá indicar uma tensão inferior à de entrada.
6. Ajuste o ciclo de trabalho para que a tensão de saída seja igual a 15,0V.
7. Você notou o ruído acústico? De onde parece vir o som? Converse com seu professor sobre isso.

8. Eleve a frequência de chaveamento para 20kHz. Se necessário reajuste o ciclo de trabalho para que a tensão de saída seja igual a 15,0V.
9. E agora, o ruído audível permanece? Converse com seu professor e explique o ocorrido.

10. Observe e registre no mesmo referencial de tempo as formas de onda da tensão antes do filtro *LC* (tensão PWM) e após o filtro *LC* (tensão de saída).
11. O filtro *LC* está cumprindo seu papel adequadamente? Responda e justifique.

12. Anote o valor do ciclo de trabalho com V_o=15,0V. Faça esta medição no circuito de potência. Compare os valores teórico e prático do ciclo de trabalho: $D_{\text{prático}}$= ________, $D_{\text{teórico}}$= ________.
13. Por que o ciclo de trabalho real necessário para fazer com que V_o=15,0V é maior do que o teórico?

14. Verifique o regime de condução com carga R=9,1Ω. Utilize a PCB do resistor *shunt* com o cabo BNC **(cuidado com a posição dos terras!)**. Se necessário utilize os acoplamentos de *trigger* "Rejeição de alta frequência" ou "Rejeição de Ruído" para parar a onda na tela do osciloscópio.

    Regime de Condução = _______________.
15. Altere a carga para ≈7,6Ω e, sem alterar o ciclo de trabalho, observe o que ocorre com a tensão de saída. Justifique o resultado encontrado. V_o=_________.

16. Para a carga de 9,1Ω, observe e registre no mesmo referencial de tempo as formas de onda da corrente no indutor e da tensão de saída.
17. Meça e registre nas lacunas abaixo o valor médio da corrente no indutor; o *ripple* da corrente no indutor; a tensão média de saída e o *ripple* da tensão de saída.

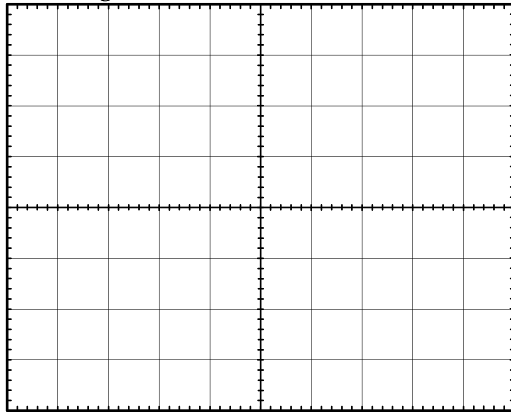
    I_L= _______A; Δi_L= _______A; V_o= 15,0V; Δv_o=_______mV.
18. Observe e registre a forma de onda do *ripple* da tensão de saída do conversor.
19. Mantendo o mesmo ciclo de trabalho utilizado para V_o=15,0V, altere a resistência de carga para 100Ω, observe e registre novamente:

    a) O valor da tensão de saída V_o = __________;

    b) O regime de condução: Regime ____________________;

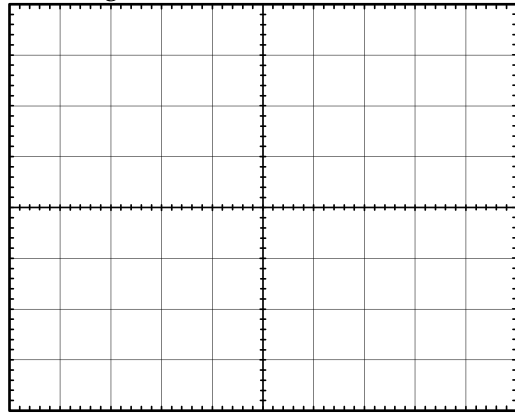
    c) A forma de onda da corrente no indutor.

v_o – carga de 9,1Ω



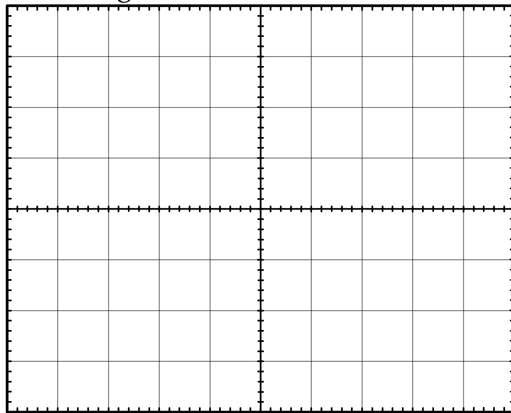
CH1: CH2: M:

i_L – carga de 9,1Ω



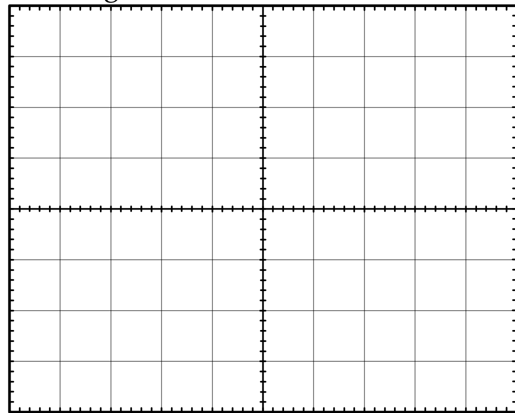
CH1: CH2: M:

Δv_o – carga R=9,1Ω



CH1: CH2: M:

i_L – carga R=100Ω



CH1: CH2: M:

20. Considerando que apenas a carga foi alterada (para 100Ω) e que o ciclo de trabalho permaneceu o mesmo, como se justifica o novo valor encontrado para a tensão de saída do conversor Buck?

21. Utilizando ainda a carga de 100Ω, reajuste o ciclo de trabalho para que a tensão de saída seja igual a 15,0V. Anote o valor obtido para o ciclo de trabalho. Utilize a própria forma de onda de i_L para medir o ciclo de trabalho. $D_{\text{prático}}$ = __________.

22. Altere a carga para 9,1Ω e reajuste o ciclo de trabalho de modo que a tensão de saída seja igual a 15,0V. Meça o rendimento do conversor.

Cálculos:

η=________

23. Tente descobrir onde estão ocorrendo as perdas no conversor. Anote suas observações.

24. Determine o valor das perdas que ocorreriam caso fosse utilizado um regulador linear série para converter de 30Vcc para 15Vcc numa carga de 9,1Ω. Compare com as perdas do conversor *Buck* montado.

25. Determine o valor teórico da tensão de saída com carga de 100Ω e D utilizado para que V_o = 15,0V.

26. Determine o valor teórico do ciclo de trabalho para que V_o=15,0V com R_{carga}=100Ω.

Questionário

1. Cite uma maneira de reduzir a ondulação (*ripple*) da tensão de saída do conversor *Buck* sem alterar os valores dos componentes. Qual a implicação da maneira proposta sobre o rendimento do conversor?
2. Para os valores dos componentes utilizados na prática, determine o menor valor teórico da corrente de carga que ainda garante condução contínua. Considere V_s=30V, V_o=15,0V, f_s=20kHz.
3. Tendo em vista as perdas de energia identificadas no conversor, o que pode ser feito para reduzi-las?
4. Simule no PSIM o conversor Buck desta prática operando em condução contínua e descontínua, com os mesmo parâmetros.

Anotações

Anotações

Prática 14

Conversor Buck em malha fechada

Tópicos abordados

- Fontes de perturbação da tensão de saída do conversor;
- Realimentação do conversor.

Preparação

- Faça as atividades previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Montagem e experimentação do conversor;
- Comparação dos resultados experimentais com os teóricos e conclusões.

Bases teóricas

O comando em malha fechada de conversores de potência é necessário quase sempre. No caso do conversor CC-CC *Buck* (como no de toda fonte de alimentação), normalmente deseja-se obter uma tensão de saída constante, independente de variações da tensão de entrada ou da carga que está sendo alimentada. Para se obter esse comportamento, recorre-se com frequência ao chamado "controle em malha fechada", que pode ser é realizado por um circuito analógico (na maior parte das fontes), ou por um circuito digital microprocessado. No controle em malha fechada, a variável a ser controlada (a tensão de saída v_o) é medida por um sensor, e o valor obtido é comparado com a referência V_{ref}, gerando o chamado erro e. A referência representa a tensão desejada na saída, mas não tem necessariamente o mesmo valor dela. Dependendo do erro, o controlador aumenta ou diminui o valor da variável manipulada (que no caso é a tensão de controle v_{ctr} do modulador PWM), que por sua vez altera o ciclo de trabalho d, de modo que o erro seja nulo. A Figura 1 apresenta de forma esquemática um conversor *Buck* com controle em malha fechada. O controlador deve possuir uma dinâmica de atuação bem ajustada, isto é, velocidade e intensidade de atuação adequados, de modo que as respostas do sistema a perturbações sejam satisfatórias.

Na presente Prática, será utilizado o CI LM3524 para comandar o conversor *Buck* em malha fechada. Além do modulador PWM, esse CI possui internamente um amplificador operacional que pode atuar como controlador. No seu *datasheet*, esse amplificador é chamado de "amplificador de erro".

A Figura 2 mostra o diagrama de ligações do conversor *Buck* ao controlador. Observa-se que a tensão de referência V_{ref} é ligada ao pino 2 (entrada não inversora do AMPOP do CI), e que a tensão de saída v_o do conversor *Buck*, após passar pelo divisor de tensão (o "sensor"), resulta na tensão de saída medida v_{omed} que é ligada à entrada inversora, no pino 1. A tensão de saída do AMPOP (pino 9) é a própria tensão de controle v_{ctr}, aplicada à entrada do modulador

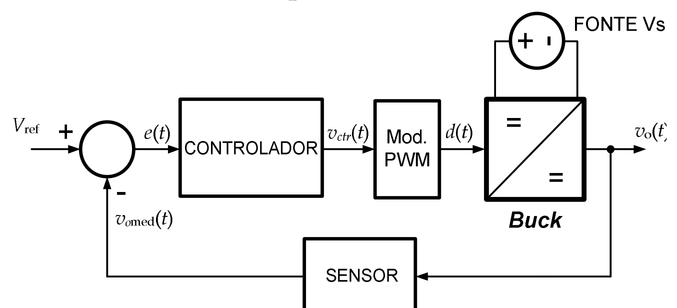


Figura 1 – Conversor *Buck* em malha fechada

PWM. Assim, é o controlador que define a tensão v_{ctr} necessária e consequentemente o ciclo de trabalho de modo que $v_o=v_{REF}$, isto é, para que o erro e seja nulo.

Mas como funciona o controlador? Inicialmente, é preciso lembrar que esse AMPOP não é do tipo convencional. Ele é do tipo chamado amplificador operacional "de transcondutância". A diferença para um AMPOP comum é que sua saída é em corrente, obedecendo à equação

$$i_o = g_m \cdot e(t) \quad \text{ou} \quad i_o = g_m \cdot (v^+ - v^-) \tag{1}$$

onde $v+$ e $v-$ são as tensões nas entradas não inversora e inversora, respectivamente, e g_m é o ganho ou trascondutância. Esse nome vem do fato de que, relacionando-se a saída em corrente e a entrada em tensão (i.e. ampères e volts), temos o inverso da resistência ou condutância (em siemens), daí o seu nome. A partir dos dados contidos no *datasheet* do CI LM3524, obtemos o valor aproximado de 2,5mS para a transcondutância do AMPOP, o que significa que para cada V de diferença v^+-v^- (pinos 2 e 1), teremos 2,5mA na saída (pino 9).

A tensão de saída v_{ctr} do controlador (que é também a tensão de entrada do modulador PWM), é igual à soma das tensões no resistor R₉ e no capacitor C₉, como mostrado na Figura 2. Essas tensões dependem da corrente de saída i_o do AMPOP. (A corrente de entrada do comparador do modulador PWM é desprezível). A equação (2) sintetiza essa relação:

$$v_{ctr} = v_{R9} + v_{C9} \tag{2}$$

As tensões em R_9 e em C_9 dependem do valor da corrente de saída do OPAMP:

$$v_{R9} = i_o \cdot R_9, \text{ e} \tag{3}$$

$$v_{C9} = \frac{1}{C_9}\int i_o \, dt \tag{4}$$

e assim

$$v_{ctr} = i_o \cdot R_9 + \frac{1}{C_9}\int i_o \, dt \tag{5}$$

Como i_o é dada por (1), e lembrando que a diferença v^+ - v^- constitui o erro $e(t)$, temos:

$$v_{ctr} = g_m \cdot R_9 \cdot e(t) + g_m \cdot \frac{1}{C_9}\int e(t)\, dt \tag{6}$$

ou

$$v_c = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int e(t)\, dt \tag{7}$$

que constitui a equação de funcionamento do chamado Controlador *PI* ou Controlador Proporcional + Integral. Para dado valor de erro, quanto maior for o valor do resistor R_9, maior será v_{ctr} e assim maior será k_p. Quanto menor for o valor do capacitor C_9, mais rápido ele será carregado ou descarregado, e assim maior será k_i. A escolha dos ganhos (k_p e k_i) mais adequados chama-se sintonia do controlador, e deve ser feita de forma que a resposta do sistema a perturbações em malha fechada seja satisfatória em um ou em vários critérios.

Operação do Controlador PI

O controlador opera alterando a variável manipulada (que no caso é a tensão v_{ctr}) de acordo com o erro e com os ganhos k_p e k_i. Se o erro for positivo ($V_{ref} > v_{omed}$), haverá uma corrente i_o também positiva saindo do AMPOP (pino 9), produzindo uma queda de tensão em R_9 e ao mesmo tempo carregando C_9. A soma das tensões nesses dois componentes resulta na tensão de controle v_{ctr} e assim num dado ciclo de trabalho d, que tenderá a aumentar nesta situação. Por outro lado, se o erro se tornar negativo ($V_{ref} < v_{omed}$), a corrente i_o será também negativa, produzindo queda de tensão negativa sobre R_9 e descarregando o capacitor, tendendo a diminuir v_{ctr} e assim d. Se o erro for nulo, i_o será nulo e $v_{ctr} = v_{C9}$, isto é, o capacitor não carrega e nem descarrega, e assim mantém a tensão v_{ctr} constante (ou seja "memoriza-a") até que alguma perturbação cause novo erro.

Uma observação importante é que, ao contrário de i_o, a tensão v_{ctr} não pode ficar negativa nesse circuito, saturando em zero ou em +5V.

Procedimentos

1. Ligue e verifique o funcionamento do painel de comando PWM. Ajuste f_s=20kHz e D=mínimo.
2. Utilizando o painel adequado, monte a configuração Buck (Prática 13). Utilize a fonte Vs=30V na entrada e o banco de cargas como R_{carga}. Utilize: L=350μH, C=100μF, R_{carga}=9,1Ω.
3. Confira o correto posicionamento de todos os componentes e conecte o módulo de comando ao transistor do conversor. Conecte também um voltímetro c.c. junto à carga.



Para evitar o desarme do *driver* (falha), ligue a fonte ajustada em 0,0V e eleve gradualmente a tensão até 30V.

4. Energize o módulo de comando PWM e em seguida ligue a fonte de potência. Ajuste o ciclo de trabalho de modo que V_o=15,0V.
5. Verifique o que ocorre com V_o quando: a) A tensão de entrada é variada; b) A corrente de carga é variada. Anote suas observações.

6. Efetue o fechamento da malha de controle da tensão de saída do conversor utilizando o próprio módulo de comando PWM, como mostrado na Figura 2.
   - Inclua o resistor de amostragem da tensão de saída R_F. O resistor R_2 (10kΩ) já se encontra internamente no módulo PWM).
   - Inclua os elementos R_9 e C_9 do controlador PI (proporcional + integral).
7. Considerando-se V_o desejado igual a 15,0V e erro nulo no controlador, qual deverá ser o valor da tensão de referência V_{ref} a ser ajustada na entrada (+) do amplificador de erro?

Cálculos

8. Após efetuar todas as conexões, energize o circuito de comando, e em seguida energize a fonte de potência (30V). Ajuste V_{ref} de modo que V_o=15V. Meça com um multímetro o valor de V_{ref} que levou V_o a ser igual a 15V. O valor medido está coerente com o esperado?

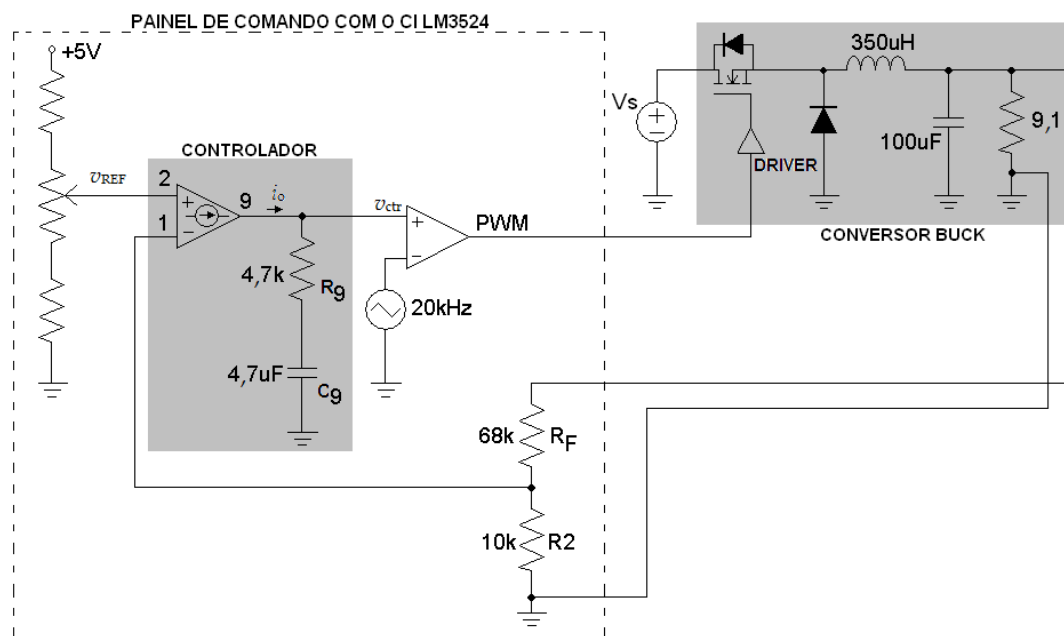


Figura 2 - Conversor *Buck* em malha fechada usando o amplificador de erro do CI LM3524 como controlador

9. Conecte um canal do osciloscópio no sinal PWM presente no circuito de comando e varie a tensão de entrada V_s. Verifique o que ocorre com a tensão de saída e com o ciclo de trabalho. O que você observou?

10. Varie a corrente de carga (p. ex. faça R_{carga}=100Ω e depois faça R_{carga}=9,1Ω), e verifique o que ocorre com a tensão de saída e com o ciclo de trabalho a cada mudança. O que você observou?

11. Determine a regulação de linha do conversor em malha fechada considerando: $V_{s(min)}$=18V, $V_{s(max)}$=30V, I_o≈1,6A (R_{carga}≈9,1Ω).

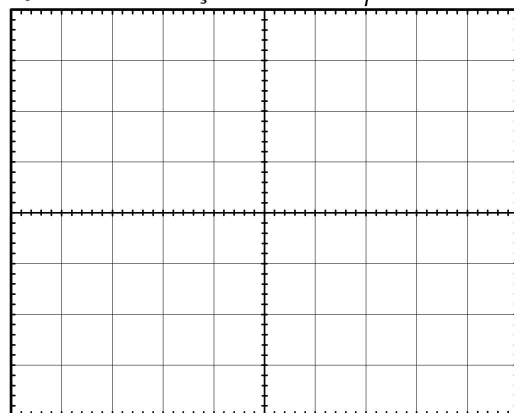
12. Determine a regulação de carga do conversor em malha fechada considerando: $I_{o(min)}$=0,15A (R_{carga}=100Ω), $I_{o(max)}$≈2A (R_{carga}≈7,6Ω), V_s=30V.

13. Usando a função de varredura única (*single sequence*) do osciloscópio, capture o comportamento da tensão de saída após a interrupção brusca da tensão de entrada. Meça o tempo de sustentação (*hold-up time*) considerando $V_{o(min)}$=90% de $V_{o(nom)}$ e I_o≈1,6A. Registre as formas de onda nos gabaritos abaixo e anote suas observações. Sugestões:
    - Utilize como origem do *trigger* um canal posicionado na entrada do conversor e borda ↓;
    - Utilize base de tempo M=1ms/div ou M=2,5ms/div;
    - No menu *trigger*, utilize o acoplamento "Rejeição de Ruído" ou "Rejeição de Alta Frequência".

14. Proponha uma maneira de se elevar o tempo de sustentação, tornando a saída do conversor mais imune a distúrbios na rede elétrica.

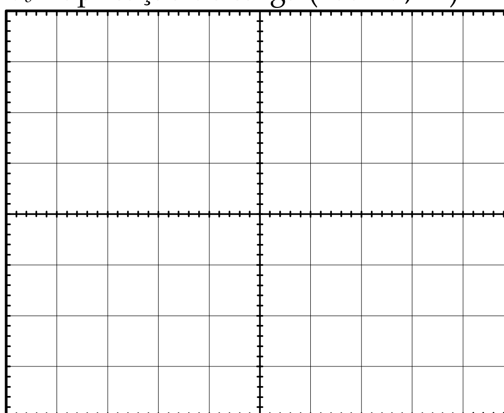
15. Usando a função de varredura única (*single sequence*) do osciloscópio, capture o comportamento transitório da tensão de saída para: a) aplicação de carga (p.ex. de 100Ω para 9,1Ω); e b) Rejeição de carga (p.ex. de 9,1Ω para 100Ω). Registre as formas de onda nos gabaritos abaixo e anote suas observações. Sugestões:
    - Utilize base de tempo M=5ms/div a 25ms/div.
    - Utilize o filtro "Rejeição de Alta Frequência" no modo de acoplamento do *trigger*.

v_o – determinação do *hold-up time*



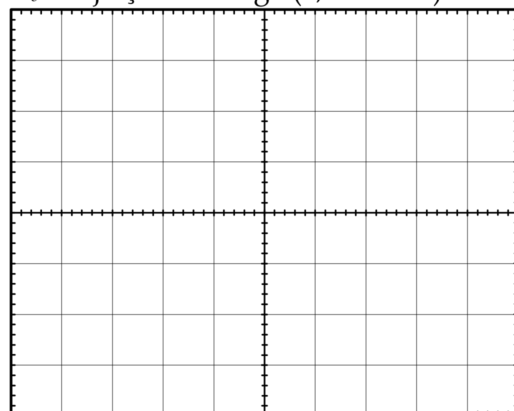
CH1: CH2: M:

v_o – aplicação de carga (100→9,1Ω)



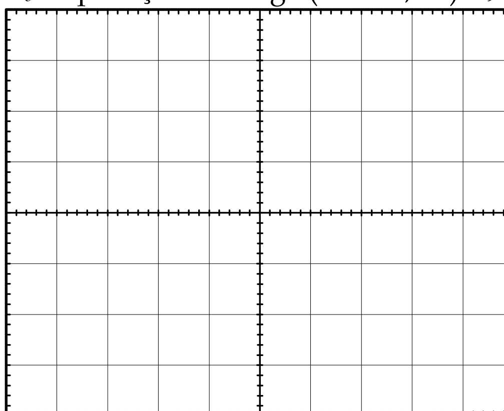
CH1: CH2: M:

v_o – rejeição de carga (9,1→100Ω)



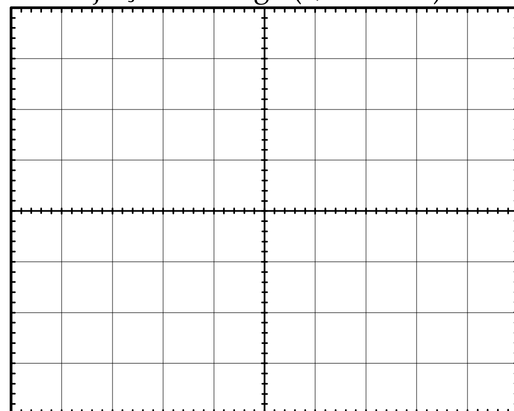
CH1: CH2: M:

v_o – aplicação de carga (100→9,1Ω) R_9=

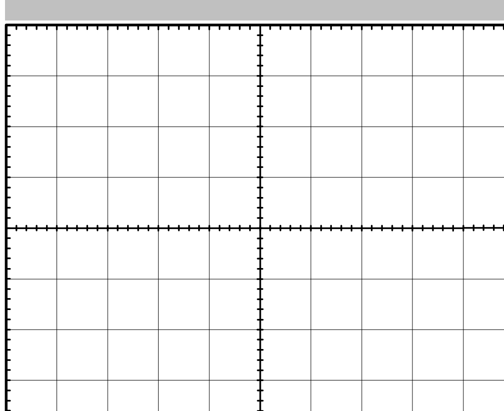


CH1: CH2: M:

v_o – rejeição de carga (9,1→100Ω) R_9=



CH1: CH2: M:



CH1: CH2: M:

16. Repita os ensaios de aplicação e rejeição de carga utilizando ganhos mais baixos no controlador. (p. ex. reduza k_p utilizando R_9=270Ω, C_9=4,7µF). Registre suas observações.

Questionário

1. Explique o funcionamento do circuito de controle do conversor *Buck* em malha fechada. Como é efetuada a correção automática do ciclo de trabalho, de modo que a tensão de saída tenda a ser igual à desejada?
2. Qual a função da rede R_9-C_9 na saída do amplificador de erro?
3. Determine os valores de k_p e de k_i do controlador utilizado com R_9=4,7kΩ e com R_9=270Ω.
4. Qual a influência dos ganhos do controlador PI sobre o comportamento do circuito?
5. Simule o conversor *Buck* em malha fechada no PSIM. Lembre-se de que o amplificador de erro do CI LM3524 é do tipo transcondutância (isto é, a sua saída é "em corrente", onde $i_o = g_m \cdot (v^+ \text{ -+} v^-)$) com $gm \approx$ 2,5mS.

Anotações

Prática 15

Inversores Monofásicos a Transistor: Comando Phase-Shift Simulação no PSIM

Tópicos abordados

- Construção e funcionamento do Inversor Monofásico em Ponte a Transistor;
- Técnica de comando *Phase-Shift*;
- Conteúdo harmônico e filtragem da tensão *Phase Shift*;

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

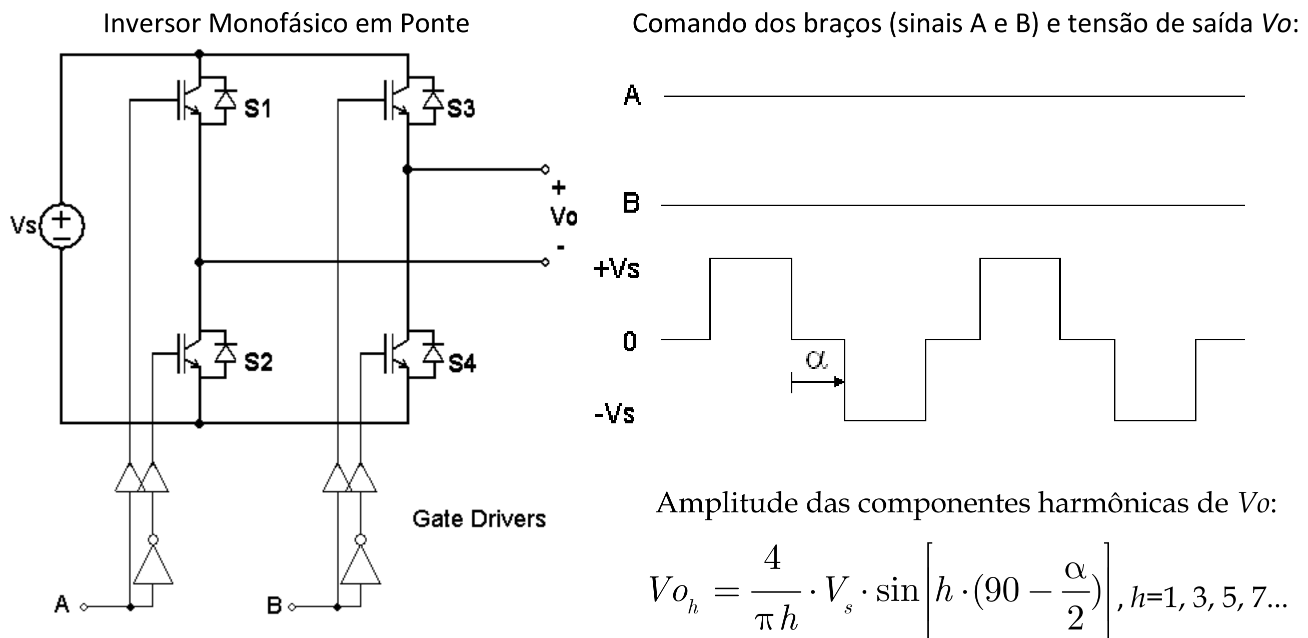
Atividades

- Estudo do funcionamento do Inversor em ponte a transistor;
- Simulação do inversor, observação e análise dos resultados.

Procedimentos:

1. Com base na forma de onda da tensão de saída desejada na carga (vide Figura 1), faça uma tabela indicando as chaves que devem ser fechadas em cada instante. Lembre-se de que a carga normalmente é indutiva.

2. Apresente no espaço reservado Figura 1 uma sequência possível para os níveis lógicos dos sinais A e B de comando, de modo que a tensão de saída desejada seja obtida.



$$Vo_h = \frac{4}{\pi h} \cdot V_s \cdot \sin\left[h \cdot (90 - \frac{\alpha}{2})\right], h=1, 3, 5, 7...$$

Figura 1 – Inversor monofásico em ponte e formas de onda do comando *Phase-Shift* e equações das componentes

3. Elabore um circuito para produzir os sinais de comando A e B do inversor, como descrito acima. Esse circuito deve receber um sinal de tensão v_c cuja amplitude determinará o ângulo α de permanência no nível zero. **Sugestão:** Utilize um modulador PWM para obter um sinal com *D* ajustável em função de v_c, e então um outro circuito que produzirá os sinais A e B desejados a partir desse sinal PWM.

4. Utilizando o software PSIM, simule o funcionamento do inversor operando em *phase-shift*, de maneira que a tensão de saída possua frequência de 50Hz e tensão eficaz de 127V. A carga deverá ser do tipo *RL* com *R*=33Ω e *L*=90mH. A tensão no barramento c.c. deve ser igual a 170V. Calcule previamente o valor necessário de α. Ajuste por tentativa o valor de v_{ctr}.

α = ________; v_{ctr} = __________

5. Verifique a influência da parcela indutiva da carga sobre a forma de onda da corrente. Para isso, utilize um valor de indutância 5x menor do que o inicial. Observe e anote suas conclusões.

6. Qual a amplitude da componente fundamental da tensão de saída? Compare o valor obtido no PSIM com o valor calculado.

   Dica: Para que o espectro resultante da função FFT no PSIM possua boa resolução, é preciso que haja um número inteiro de ciclos (n≥3) na tela. No visualizador de curvas SIMVIEW, reduza a faixa de frequências do gráfico para p. ex. 600Hz, clicando sobre o botão "x" da barra de ferramentas superior.

Vo_1 =__________ (Calc.)

Vo_1 =__________ (PSIM).

7. Com esse resultado determine a amplitude da componente fundamental da corrente.

Io_1 =__________ (Calc.)

Io_1 =__________ (PSIM).

8. Quais as amplitudes dos harmônicos 3, 5 e 7 da tensão produzida, encontrados no PSIM? Compare as suas amplitudes com os valores calculados.

Vo_3 =__________ (Calc.); Vo_3 =__________ (PSIM)

Vo_5 =__________ (Calc.); Vo_5 =__________ (PSIM)

Vo_7 =__________ (Calc.); Vo_7 =__________ (PSIM)

Questionário

1. Qual a frequência de comutação das chaves do inversor operando com a técnica *phase-shift*? Sob qual aspecto isso é vantajoso?
2. Qual a função das portas NOT ligadas ao comando de cada um dos braços do inversor?
3. Explique o funcionamento do circuito de comando do tipo *phase-shift*.
4. Em quais tipos de carga a onda *phase-shift* pode ser utilizada? Justifique.
5. Com base no espectro de frequência obtido para a tensão de saída, comente sobre a dificuldade de filtragem da tensão tipo *phase-shift*.

Anotações

Anotações

Prática 16

Inversor Monofásico a Transistor: Comando Phase-Shift – Montagem

Tópicos abordados

- Tensão de saída de um *No-Break* comercial de baixo custo;
- Técnica de comando *Phase-Shift* utilizando o CI LM3524;
- Formas de onda de corrente em carga RL;

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Configuração do painel de comando PWM e do conversor para produção de formas de onda quase-quadradas;
- Verificação das formas de onda de tensão e corrente em cargas RL;
- Comparação dos resultados experimentais com os teóricos e conclusões.

Procedimentos – Parte I: *No-Break* comercial *off-line ou stand-by*

1. Peça ao professor para demonstrar para você a forma de onda da saída de um *No-Break* comercial existente no laboratório. De que tipo é a sua tensão de saída quando a rede está presente? E quando falta a tensão da rede?

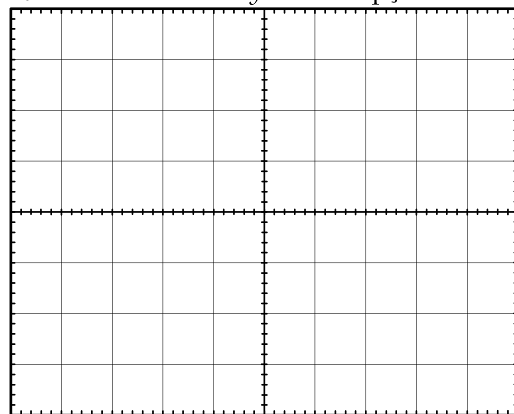
2. Capture o comportamento dessa tensão quando ocorre a falta da tensão da rede. Utilize uma base de tempo lenta (p.ex. 50ms/div ou 100ms/div) e a tecla *RUN*/STOP do osciloscópio. Registre a forma de onda encontrada e também suas observações.

3. Capture o comportamento dessa tensão quando ocorre o retorno da tensão da rede. Utilize uma base de tempo lenta e a tecla *RUN*/STOP do osciloscópio. Registre a forma de onda encontrada e também suas observações.

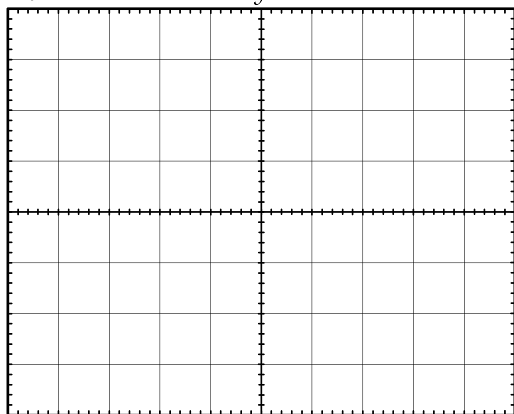
4. Esse *no-break* atende aos requisitos da curva ITI/CBEMA (anexa ao final deste guia)? Por que?

5. Qualquer computador ligado a esse *No-Break* deverá operar corretamente? Por que?

v_o – *No-Break stand-by* – interrupção da rede



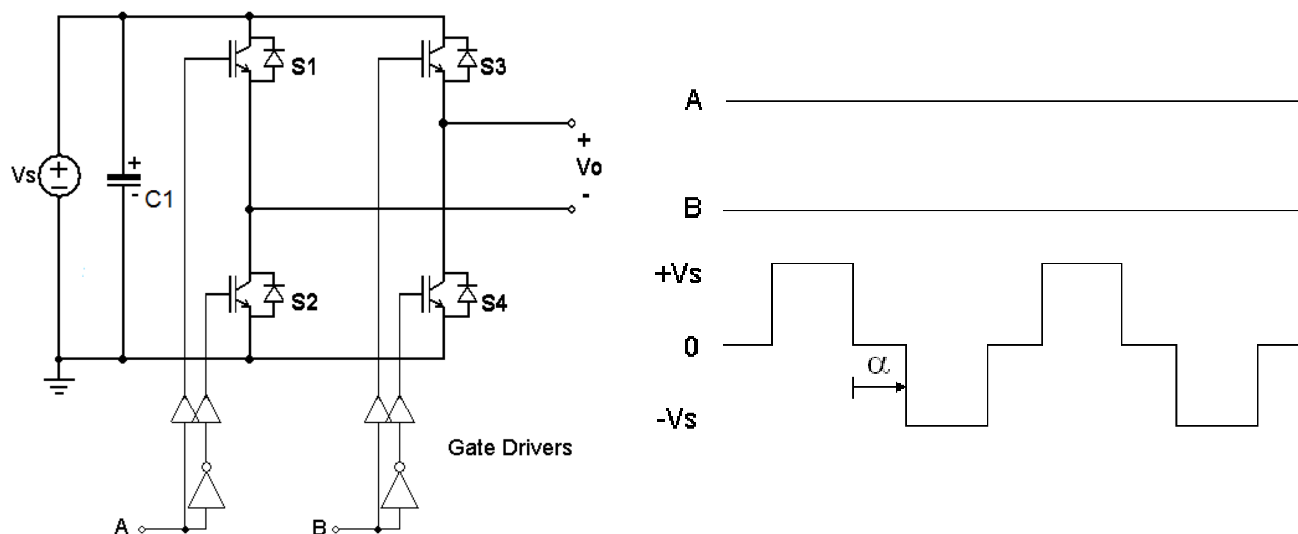
v_o – *No-Break stand-by* – retorno da rede



Procedimentos – Parte II: Implementação de um Inversor *Phase-Shift*

1. Analise o diagrama e funcionalidades do painel de comando PWM com o CI LM3524, e descreva como esse painel pode ser configurado para acionar um inversor monofásico em "ponte H" e produzir uma onda quase-quadrada (*Phase-Shift*).

2. Esboce no espaço da Figura 1 a seguir os sinais de comando A e B de cada braço do inversor, os quais devem ser produzidos pelo painel de acordo com a tensão de saída desejada.

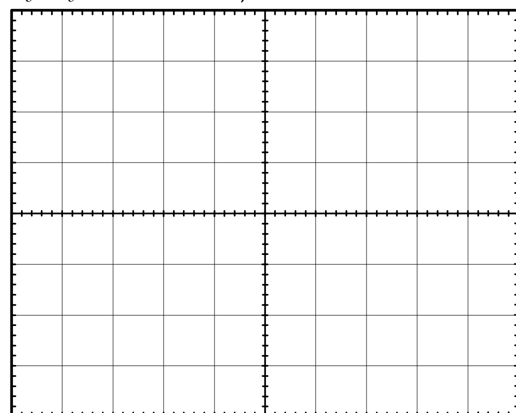


Inversor Monofásico em Ponte — Comando dos braços (sinais A e B) e tensão de saída v_o:

Figura 1 – Inversor monofásico em ponte e formas de onda do comando

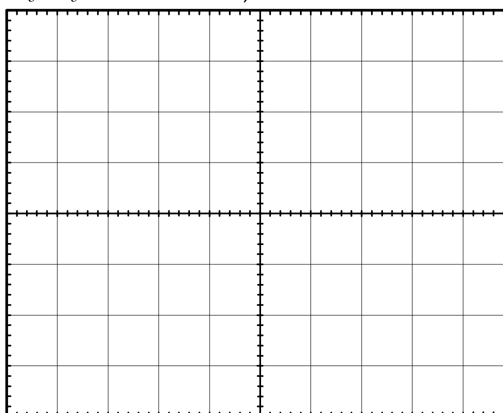
3. Com base em sua análise, ligue e configure o painel de comando PWM para produzir uma onda quase-quadrada de 60Hz. Ajuste o ciclo de trabalho para seu valor mínimo.
4. Utilizando o painel adequado, monte o circuito de potência do Inversor Monofásico de Ponte Completa, com carga *RL* série. Utilize Vs=25V, *R*=33Ω, *L*≈90mH, C_1=2200µF ou maior.
5. Confira o correto posicionamento dos componentes e suas polaridades, conecte o painel de comando ao conversor e um voltímetro c.a. junto à carga. Posicione as pontas do osciloscópio para poder visualizar, em um mesmo referencial, a tensão v_o e a corrente i_o na carga.
   - Energize o painel de comando primeiro e, em seguida, ligue a fonte de potência.
6. Ajuste o ciclo de trabalho do painel de comando PWM até que o voltímetro indique uma tensão de 15Vrms. Registre as formas de onda de v_o e i_o.
7. Observe as formas de onda de v_o e i_o. Quais o valores de tensão dos "degraus" presentes na forma de onda de v_o? A que se devem esses degraus? Explique-os.

v_o e i_o – *Vo*=15Vrms, *L*≈90mH



CH1: CH2: M:

v_o e i_o – *Vo*=15Vrms, *L*≈10mH



CH1: CH2: M:

8. Ainda com Vo=15Vrms, verifique no circuito o valor de α e compare-o com o valor teórico.

$\alpha_{prático}$ = ____________, $\alpha_{teórico}$ = _______________.

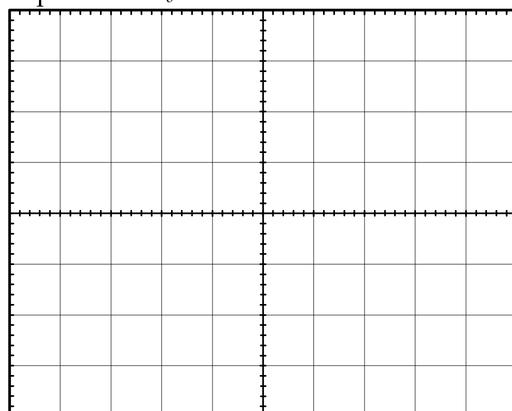
9. Altere o valor da indutância da carga para L≈10mH. Observe e registre novamente as formas de onda de v_o e i_o. O que você observou com essa redução no valor de L?

10. Retorne a carga para suas condições iniciais (R=33Ω, L≈90mH), e Vo=15Vrms. Utilizando a função FFT do osciloscópio, meça a amplitude da componente fundamental, do 3º, 5º e 7º harmônicos de v_o. Dicas:

- **Obs.:** A função FFT do osciloscópio fornece melhores resultados quando se tem muitos ciclos da forma de onda previamente visualizados na tela, p. ex. utilizando-se uma base de tempo M=50ms/div ou M=100ms/div;
- Use janelamento tipo "*hanning*"
- Use zoom FFT p. ex. x2 ou x5;
- Use cursor tipo frequência com origem "MATH" para verificar as amplitudes;
- Atue sobre o botão de posição horizontal se necessário;
- A função FFT do osciloscópio do LEP fornece as amplitudes das medições espectrais em dBV_{rms}. Para se obter o valor eficaz em V_{rms}, deve-se usar a relação $dBV_{rms}=20\cdot\log_{10}(V_{rms})$. Assim, V_{rms}=10^(dBV_{rms}/20);
- Para se obter o valor da amplitude da componente Vo_1, deve-se multiplicar Vo_{1rms} por √2.

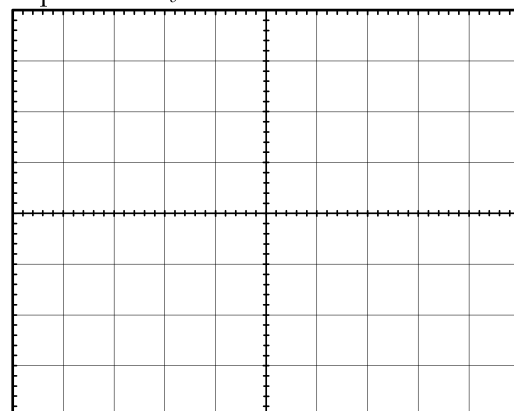
Vo_1 = ________ dBVrms (_____ Hz)	Vo_1 = ________ Vrms	Vo_1 = ________ Vrms
Vo_3 = ________ dBVrms (_____ Hz)	Vo_3 = ________ Vrms	Vo_3 = ________ Vrms
Vo_5 = ________ dBVrms (_____ Hz)	Vo_5 = ________ Vrms	Vo_5 = ________ Vrms

Espectro de v_o – fundamental



CH1: CH2: M:

Espectro de v_o – 3º e 5º harmônicos



CH1: CH2: M:

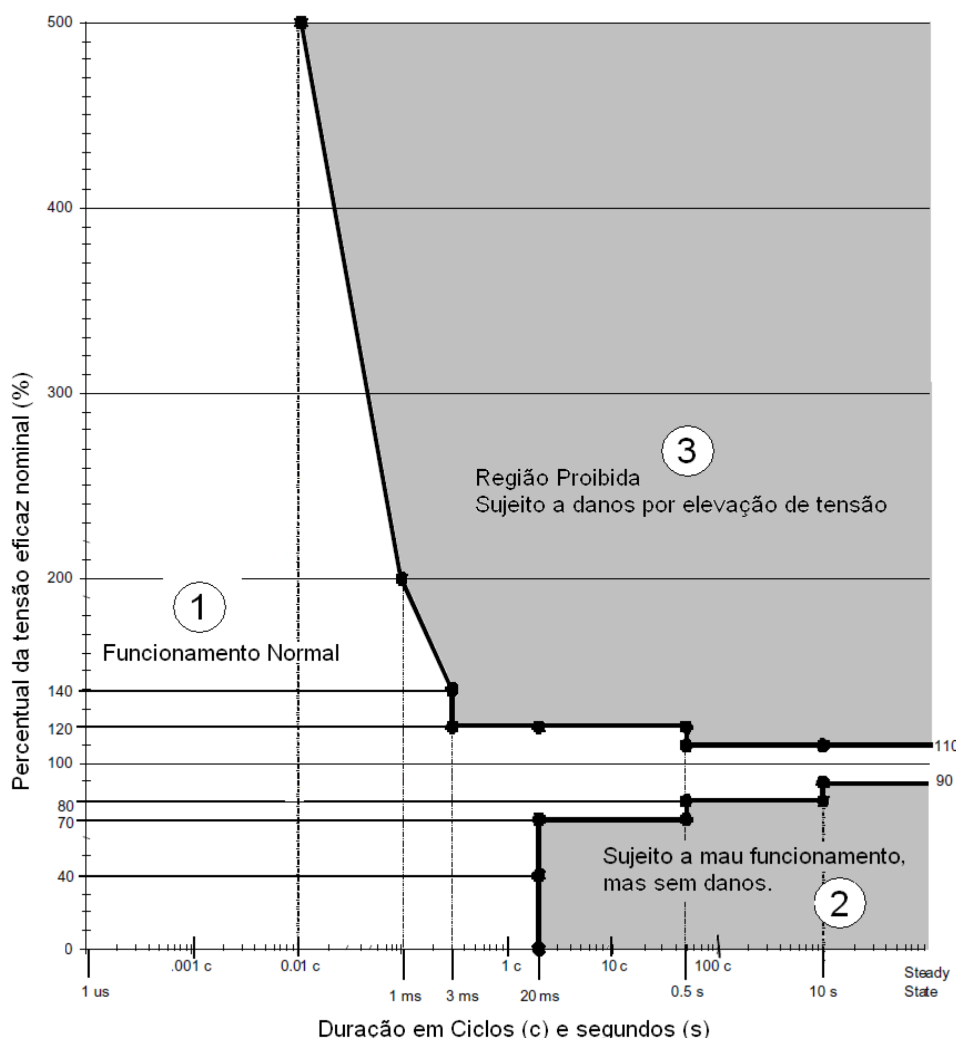
11. Calcule o valor aproximado da distorção harmônica total (DHT_V) da forma de onda *Phase-Shift*.

$\text{DHT}_V = \dfrac{V_{DIS\,\text{rms}}}{V_{1\text{rms}}} = \dfrac{\sqrt{V_{\text{rms}}^2 - V_{1\text{rms}}^2}}{V_{1\text{rms}}}$, onde $V_{DIS\text{rms}}$ é o valor eficaz da tensão de distorção (valor eficaz de todas as componentes da tensão juntas, excluindo a fundamental) e $V_{1\text{rms}}$ é o valor eficaz da componente fundamental da tensão. V_{rms} é o valor eficaz total da tensão.

Questionário

1. O *No-Break* do laboratório é de qual tipo? Ele é confiável?
2. Compare a sequência de comandos das chaves do inversor monofásico utilizado nesta prática e aquele empregado na prática anterior (na simulação). O tempo de condução de cada chave é o mesmo? Quais as desvantagens que a sequência aqui aplicada pode trazer?
3. Qual o efeito da parcela indutiva da carga sobre a forma de onda de corrente? E sobre a forma de onda de tensão de saída?
4. Qual a DHT de uma senoide pura? O que representa a DHT (distorção harmônica total)?

Anexo



Curva de tolerância de tensão de alimentação, aplicável a equipamentos monofásicos de 120Vrms/60Hz, revisada pela ITI (antiga CBEMA – *Computer e Business Equipment Manufactures Association*) no ano 2000.

Anotações:

Prática 17

Inversor Monofásico a Transistor: Comando PWM 2 Níveis – Simulação no PSIM

Tópicos abordados

- Técnica de comando PWM 2 níveis.
- Conteúdo harmônico e filtragem da tensão de saída;

Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

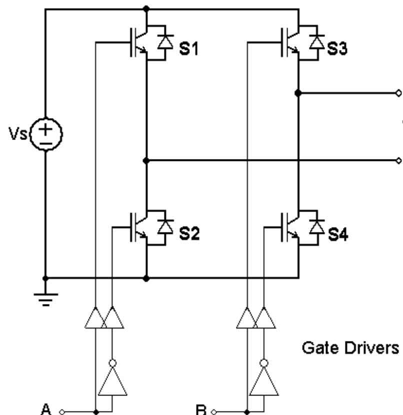
Atividades

- Estudo da técnica PWM senoidal
- Simulação do inversor;
- Observação e análise dos resultados.

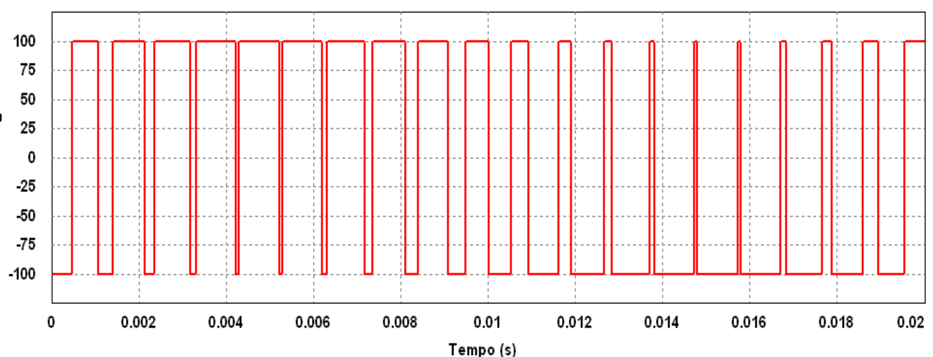
Procedimentos:

1. Na forma de onda abaixo, marque com traços horizontais o valor médio aproximado de cada ciclo. (Atenção para não misturar um ciclo com outro). Que sinal você obteve ao interligar os traços?
2. Para construirmos um ciclo da forma de onda definida pelo valor médio por ciclo, foram necessários quantos ciclos do sinal PWM? Conte e responda.

Inversor Monofásico em Ponte



Tensão de saída v_o – PWM 2 níveis



3. Se desejarmos que os degraus da senoide sejam menores, bem pequenos (senoide mais suave), o que devemos fazer?

4. Para os quatro primeiros ciclos da forma de onda PWM dada na figura, desenhe os sinais lógicos A e B necessários para produzi-la na saída do inversor.

5. Elabore um circuito para produzir os sinais de comando do inversor, de modo que a forma de onda de v_o seja como a mostrada na figura dada.

6. Utilizando uma tensão no barramento c.c. igual a 200V e uma carga do tipo *RL* série com *R*=5Ω e *L*=20mH, configure o modulador PWM senoidal e simule o funcionamento do inversor no PSIM de maneira que:
   - A frequência de chaveamento seja igual a 2100Hz.
   - A tensão de saída possua componente fundamental com frequência igual a 60Hz e amplitude igual a 180V.

   Imprima e cole os resultados no espaço de anotações na próxima página.

Cálculos

7. Simule o circuito e observe as formas de onda da tensão de saída *Vo* e da corrente de carga. Anote suas observações.

8. Através do espectro de frequências, verifique se a componente fundamental da tensão de saída atende às especificações pedidas no item anterior. Anote suas observações.

9. Verifique e anote as frequências das componentes do primeiro grupo de harmônicos que aparece após a fundamental. Compare-as com os valores teóricos (vide espectro na apostila de teoria).

10. Observe a forma de onda da corrente na carga. De que forma seria possível torná-la mais senoidal sem introduzir novos componentes no circuito e nem alterar a carga? Experimente e mostre.

11. Compare o valor obtido da amplitude da corrente de saída com o valor calculado, o qual deverá ser obtido desprezando-se as componentes harmônicas. Tome o cuidado de medir a amplitude na parte de regime permanente do resultado (após passada a parte transitória).

12. De que forma é possível tornar a tensão de saída mais senoidal? Implemente e experimente sua proposta no PSIM para uma carga R=15Ω.

13. Determine a distorção harmônica total (DHT_V) das tensões antes e após o filtro. Lembre-se de que

    $\mathrm{DHT}_V = \dfrac{V_{DIS\,\mathrm{rms}}}{V_{1\mathrm{rms}}} = \dfrac{\sqrt{V_{\mathrm{rms}}^2 - V_{1\mathrm{rms}}^2}}{V_{1\mathrm{rms}}}$, onde $V_{DIS\mathrm{rms}}$ é o valor eficaz da tensão de distorção (valor eficaz de todas as componentes da tensão juntas, excluindo a fundamental) e $V_{1\mathrm{rms}}$ é o valor eficaz da componente fundamental da tensão. V_{rms} é o valor eficaz total da tensão.

Questionário

1. Que tipo de carga c.a. requer uma alimentação mais senoidal (com menor conteúdo harmônico)? Por que?
2. Qual a frequência de comutação das chaves do inversor operando com a técnica PWM?
3. Qual a vantagem de se aumentar a frequência de chaveamento. E quais as desvantagens?
4. Compare a tensão PWM dois níveis em relação à tensão tipo *phase-shift* sob os aspectos de conteúdo harmônico e perdas nas chaves do inversor.
5. Defina índice de modulação em frequência (m_f) e índice de modulação em amplitude (m_a) na modulação PWM.
6. Utilizando a expressão matemática que define a distorção harmônica total (DHT) de um sinal, compare a DHTv do sinal PWM com a DHTv do sinal *phase-shift* da prática anterior. Utilize o PSIM para encontrar os valores necessários.

Anotações

Prática 18

Inversor Monofásico a Transistor: Comando PWM 2 Níveis – Montagem

Tópicos abordados

- Técnica de comando PWM 2 níveis – Modulação PWM senoidal com o CI LM3524;
- Formas de onda da corrente em carga RL;
- Circuito equivalente do inversor desprezando as componentes harmônicas da tensão de saída.

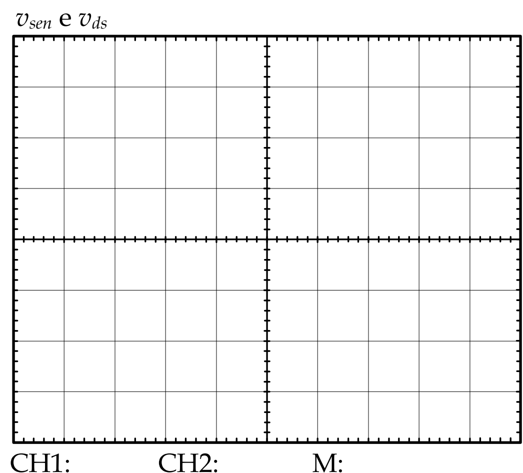
Preparação

- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Implementação da técnica PWM senoidal de 2 níveis com o CI LM3524;
- Configuração do painel de comando, conexão ao inversor e verificação do funcionamento;
- Análise e discussão dos resultados.

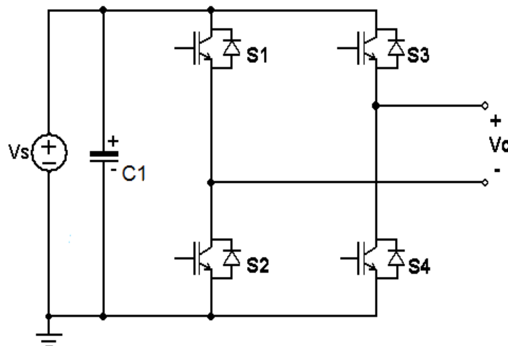
Procedimentos:



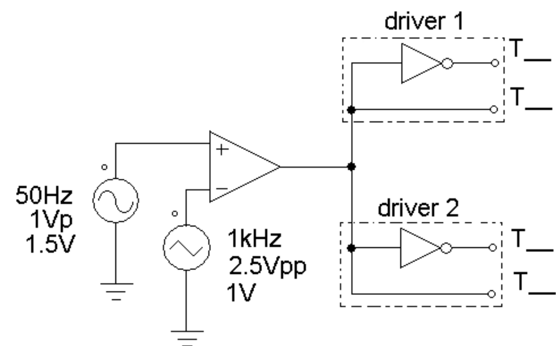
1. A modulação PWM senoidal de dois níveis consiste na comparação da amplitude de uma onda senoidal (modulante) com a amplitude de uma onda dente de serra ou triangular de alta frequência (portadora). A onda portadora produzida pelo CI LM3524 é do tipo dente de serra que varia entre ≈1V e ≈3,5V (*offset* ≈ 2,25V). Desta forma, a onda senoidal (modulante) também deverá ser deslocada de modo que ambas possuam o mesmo valor médio (≈2,25V). Observe a onda senoidal produzida pelo gerador embutido no módulo PWM, juntamente com a onda dente de serra do CI LM 3524 (use a mesma posição vertical e V/div para CH_1 e CH_2. Registre essas ondas no gabarito ao lado. Verifique o funcionamento do oscilador senoidal variando a frequência e a amplitude do sinal. Confira se o valor médio de ambos os sinais são iguais. Anote suas observações.

2. Conecte o sinal senoidal do oscilador como tensão de comando (v_c) do modulador PWM. Observe e registre o sinal PWM produzido. Varie a amplitude e frequência do sinal senoidal e observe o efeito sobre o sinal PWM produzido pelo inversor. Anote suas observações.

3. Os acionadores de *gate* dos braços de transistores possuem duas saídas complementares, isto é, já possuem uma porta NOT incorporada (bem como o circuito de tempo morto). Anote no diagrama simplificado abaixo, à direita, qual deve ser a conexão das saídas dos *drivers* aos transistores do inversor, de modo que ele opere em 2 níveis.



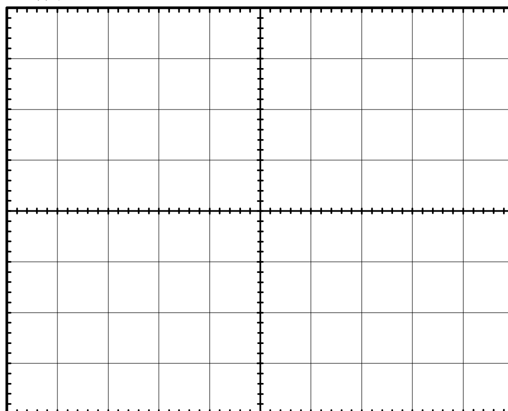
Inversor Monofásico em Ponte



Modulação PWM 2 Níveis com o CI LM3524

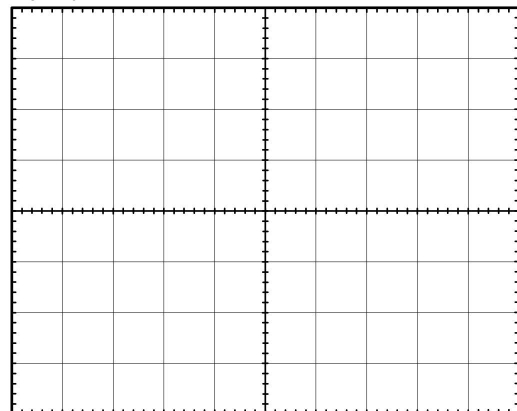
4. Monte o circuito de potência do inversor e conecte-o aos *drivers* da forma planejada. Utilize Vs=30V. A carga deverá ser do tipo *RL* série com R=9,1Ω e L≈5mH.
5. Energize o circuito de comando. Ajuste a frequência da portadora em 1kHz (=frequência de chaveamento).
6. Energize o circuito de potência. Verifique simultaneamente as formas de onda da tensão e da corrente na carga e registre-as.
7. Qual a forma da onda da corrente? Como se varia a sua frequência? E como se varia a sua amplitude (sem alterar a sua frequência)? Experimente e responda.

v_{PWM} – circuito de comando



CH1: CH2: M:

v_o e i_o – saída do inversor



CH1: CH2: M:

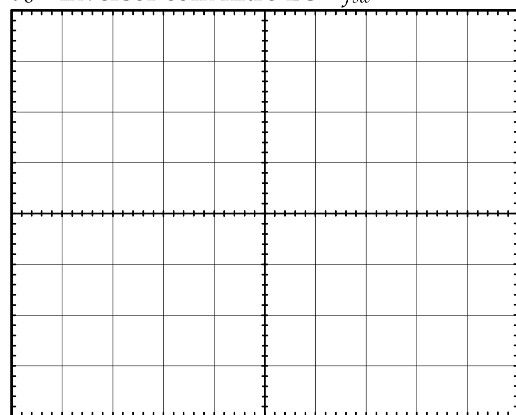
8. De que forma seria possível tornar a onda de corrente mais senoidal sem introduzir novos componentes no circuito e nem alterar a carga? Experimente e anote.

9. Ajuste a frequência da onda senoidal modulante em 50Hz. Ajuste sua amplitude de modo que a amplitude da corrente na carga seja igual a 1,5A. Utilizando o valor da impedância da carga, calcule qual deve ser a amplitude da componente fundamental da tensão de saída Vo_1 para produzir essa corrente.

10. Meça a amplitude pico-a-pico da parcela senoidal do sinal modulante. Com o valor obtido, determine o valor teórico da componente fundamental da tensão de saída Vo_1 e compare-o com o valor obtido no item anterior.

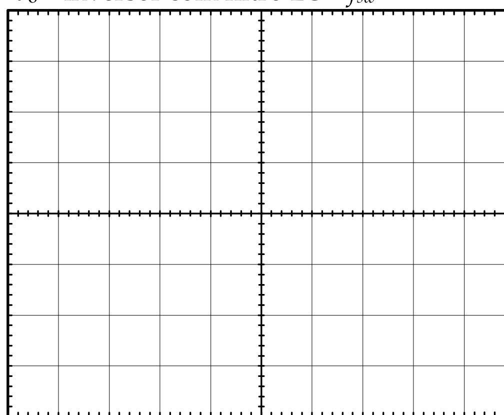
11. Implemente um filtro *LC* para a **tensão** de saída do inversor. Utilize p. ex. *L*=5mH, *C*=4,7µF. Observe a **tensão** de saída. Varie a frequência de chaveamento (f_{sw}). Anote suas observações.

v_o – inversor com filtro *LC* – f_{sw} =



CH1: CH2: M:

v_o – inversor com filtro *LC* – f_{sw} =



CH1: CH2: M:

12. Determine a DHT_V da forma de onda de tensão antes e após o filtro *LC*. Para isso meça o valor eficaz total da tensão (V_{rms}) com o osciloscópio, assim como o valor eficaz da componente fundamental Vo_1 (via FFT).

$$\text{DHT}_V = \frac{V_{DIS\,\text{rms}}}{V_{1\text{rms}}} = \frac{\sqrt{V_{\text{rms}}^2 - V_{1\text{rms}}^2}}{V_{1\text{rms}}}$$

Questionário

1. Tendo em vista a forma de onda da **corrente** obtida na carga *RL* por meio da técnica PWM de dois níveis, pode-se dizer que ela é adequada para alimentar um motor c.a.? Por que?
2. Como se controla a amplitude da corrente na carga *RL* deste inversor?
3. Quais as vantagens em se aumentar a frequência de chaveamento? E quais as desvantagens?
4. O filtro *LC* foi eficaz em tornar a tensão de saída senoidal? Explique.

Anotações

Trabalho Prático

“Inversor de Frequência” Toshiba

Tópicos abordados

- Configuração e operação de um “inversor de frequência” trifásico comercial (*motor driver*);
- Visualização das formas de onda de tensão e corrente na saída.

Descrição:

Os Inversores de Frequência são equipamentos largamente utilizados na indústria, com a finalidade de acionar motores c.a. a velocidade variável, normalmente do tipo indução em gaiola. A Figura 1 apresenta o diagrama em blocos desse equipamento. Como pode ser observado, trata-se de um conversor indireto de frequência, onde a tensão c.a. da rede elétrica, de frequência fixa (60Hz), é retificada para então ser transformada em uma tensão alternada de frequência variável no motor. A unidade de controle microprocessada monitora diversas grandezas, como a corrente e a temperatura no motor, e gera os comandos e alarmes de acordo com as leituras realizadas. Esta unidade também é responsável por gerar os sinais de comando dos transistores do Inversor de Frequência.

A Figura 2 apresenta o diagrama elétrico do estágio retificador e do estágio inversor do equipamento. Nessa figura, observa-se que o retificador foi implementado com diodos, e o inversor com transistores IGBT. O retificador não é reversível, embora o inversor o seja. Assim, durante a chamada frenagem regenerativa do motor, haverá a conversão de energia do lado c.a., onde está ligado o motor, para o lado c.c. Durante a frenagem, o máquina c.a. passa a operar como um gerador, e transforma energia mecânica em elétrica, reduzindo assim a sua velocidade. Como o retificador não é reversível, não há como entregar essa energia de volta para a rede elétrica, e o capacitor de filtro começa a ser carregado. Dependendo da quantidade de energia a ser transferida, pode ser necessária a ajuda de um resistor para dissipar a energia, o que é feito com o chamado *chopper* de frenagem, ilustrado na Figura 3. O *chopper* é acionado pela unidade de controle do inversor quando esta percebe que a tensão no capacitor está acima de dado limite, e controla o seu ciclo de trabalho de modo que esta tensão não continue a se elevar.

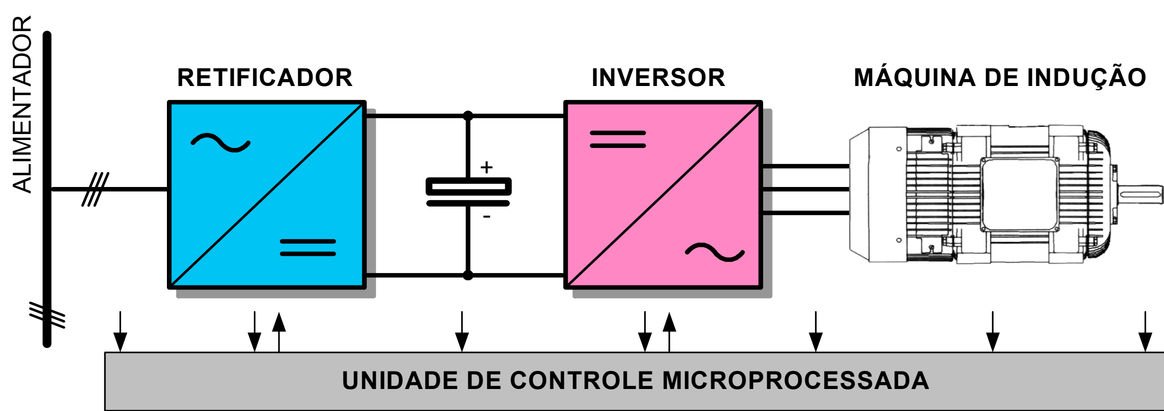


Figura 1 – Inversor de frequência ligado a um motor c.a.

A Figura 4 apresenta o diagrama de um Inversor de Frequência Regenerativo. O estágio retificador é transistorizado, assim como o estágio inversor. Dessa forma, durante a frenagem do motor, é possível entregar a energia de volta para a rede c.a., poupando energia e dispensando o *chopper* e o resistor de frenagem.

O inversor do laboratório é do tipo não regenerativo (inversor Toshiba modelo Tosvert VF-S7). O *chopper* de frenagem do Inversor já se encontra interno ao equipamento, mas o resistor de frenagem deve ser adicionado externamente, caso haja necessidade. A Figura 5 apresenta o painel do equipamento com e sem a tampa plástica que dá acesso à borneira. Na borneira estão disponíveis os pontos elétricos de potência, para ligação da rede elétrica e do motor, e também outros pontos elétricos para conexão de elementos de comando remoto e monitoramento do Inversor.

Por meio dessa borneira, o Inversor deverá ser conectado ao painel mostrado na Figura 6, o qual contém quatro chaves *on/off*, um *push-bottom*, dois leds indicadores e um potenciômetro. Este painel será operado manualmente e simulará um CLP.

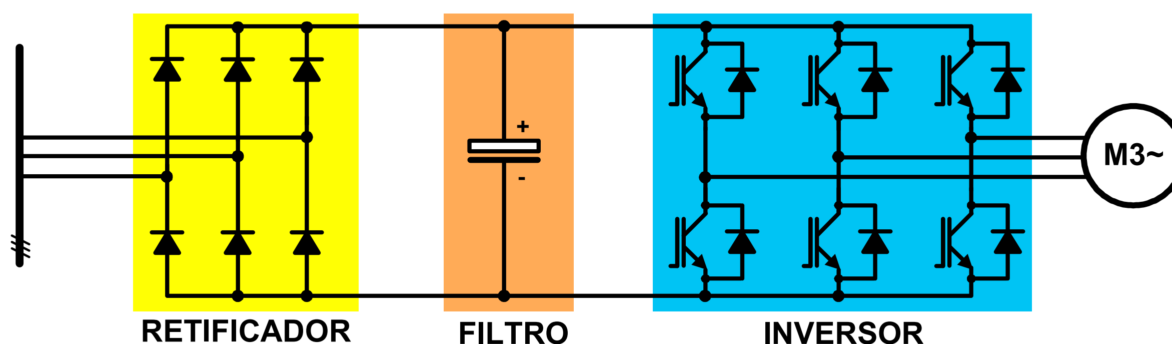


Figura 2 – Inversor de frequência ligado a um motor c.a.

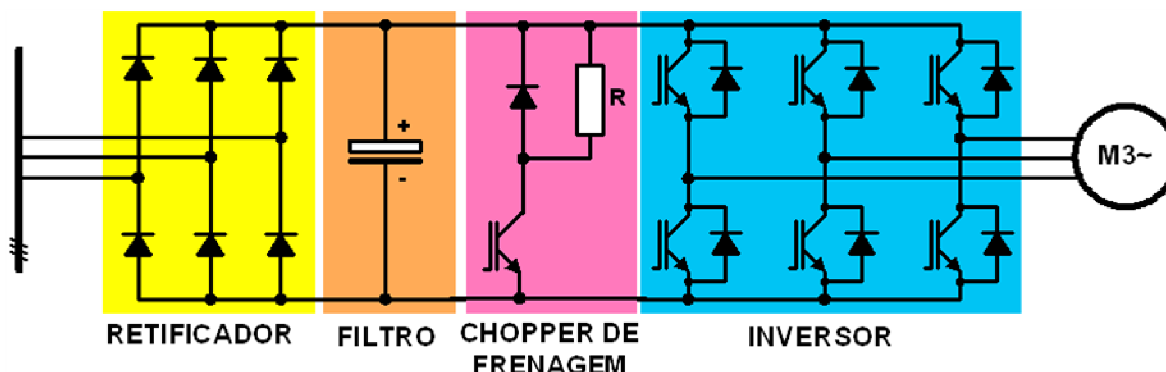


Figura 3 – Inversor de Frequência **não regenerativo com *chopper* de frenagem** e resistor de descarga

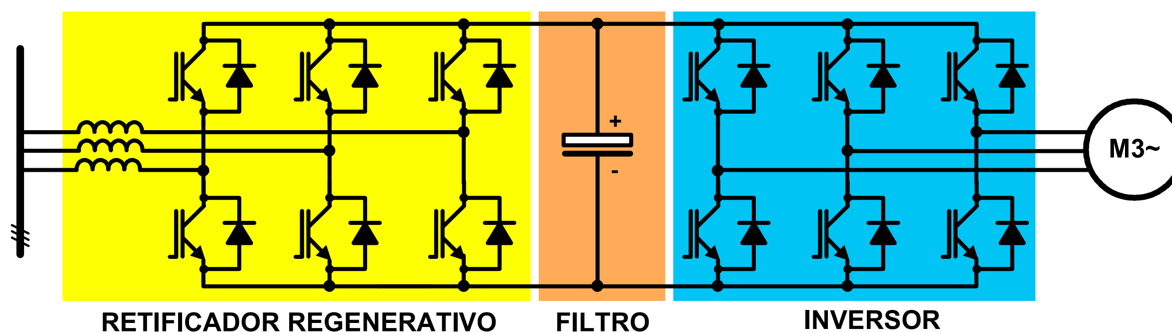


Figura 4 – Inversor de Frequência **regenerativo**.

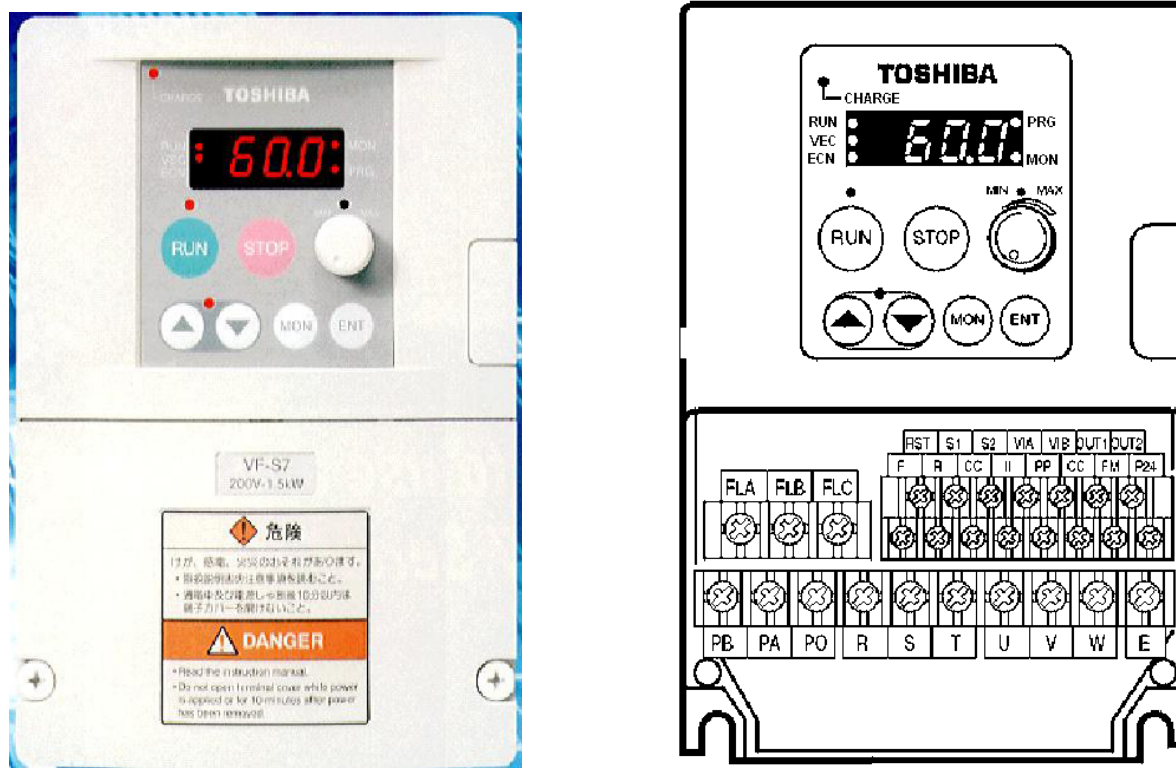


Figura 5 – Painel do Inversor de Frequência Toshiba VF-S7 com e sem a tampa da **borneira**.

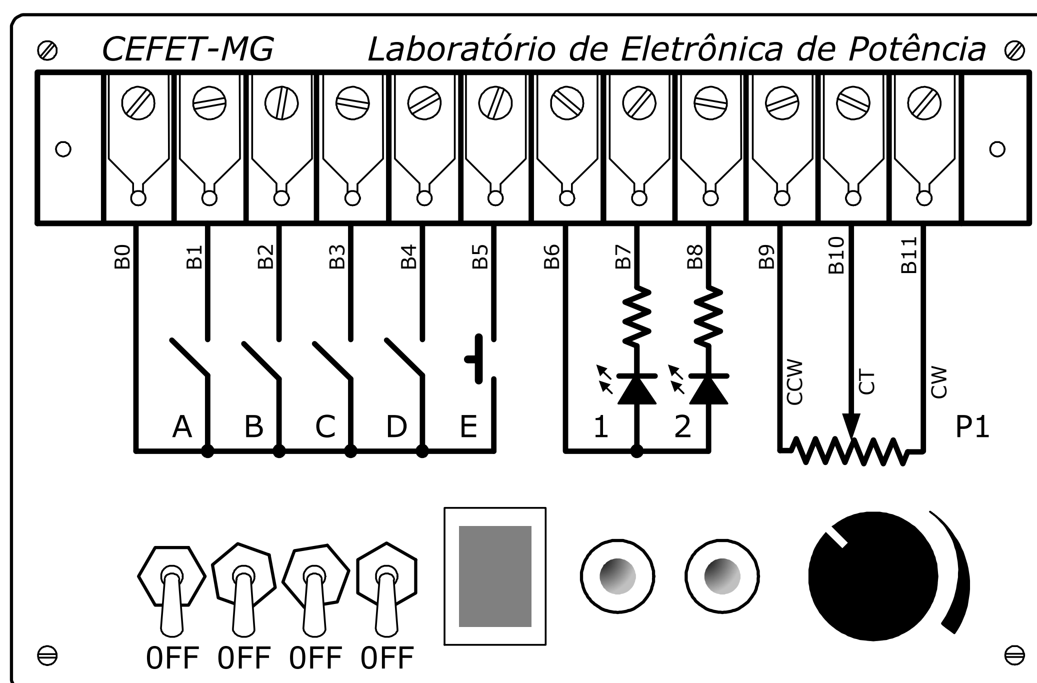


Figura 6 – Painel elétrico para o comando do Inversor

Os quadros a seguir descrevem as tarefas que deverão ser realizadas pelos grupos de alunos. Deverão ser apresentados ao professor:

1. O diagrama elétrico da parte de potência do inversor / rede elétrica;
2. O diagrama elétrico das conexões entre o inversor e o "CLP";
3. Uma tabela contendo a lista dos parâmetros a serem alterados e os respectivos valores desses parâmetros.

A programação do inversor e as conexões elétricas deverão ser realizadas após o estudo do manual no inversor (disponível no laboratório) e deverá atender às seguintes especificações:

Grupo 1

a. Comando Roda / Pára: Através dos sinais F ou R na borneira;
b. Sentido de Rotação: Direto;
c. Ajuste de frequência: Local, via potenciômetro no painel (IHM);
d. Tempo de aceleração: igual a 2 segundos;
e. Tempo de desaceleração: igual a 5 segundos;
f. Em caso de desarme (*trip*), deverá ser aceso um led no painel externo do "CLP".
g. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 2,5 kHz.
i. Quando solicitado, o valor da corrente do motor deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a frequência máxima for atingida deverá ser aceso um led no painel externo

Grupo 2

a. Comando Roda / Pára: Através dos sinais F ou R na borneira;
b. Sentido de Rotação: Reverso
c. Ajuste de frequência: Remoto via entrada 0-10V;
d. Tempo de aceleração: igual a 5 segundos
e. Tempo de desaceleração: igual a 2 segundos
f. Em caso de desarme ("trip") deverá ser apagado led no painel externo do "CLP".
g. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 5kHz.
i. Quando solicitado, o valor da tensão de entrada deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a frequência de 45Hz for atingida deverá ser aceso um led no painel externo

Grupo 3

a. Comando Roda / Pára: Através dos sinais F ou R na borneira;
b. Sentido de Rotação: Reverso
c. Ajuste de frequência: Remoto via entrada 0-10V;
d. Aceleração e desaceleração: automáticos (i.e. o inversor decide o tempo).
e. Em caso de desarme ("trip") deverá ser aceso um led no painel externo ("CLP");
f. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
g. Máxima frequência de operação do motor: 75Hz;
h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 10kHz.
i. Quando solicitado, o valor da tensão de saída deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a frequência de 50Hz for atingida deverá ser aceso um led no painel externo

Grupo 4

a. Comando Roda / Pára: Através dos sinais F ou R na borneira;
b. Sentido de Rotação: Reverso
c. Ajuste de frequência: Remoto via entrada 0-10V;
d. Aceleração e desaceleração: automáticos (i.e. o inversor decide o tempo).
e. Em caso de desarme ("trip") deverá ser aceso um led no painel externo ("CLP");
f. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
g. Máxima frequência de operação do motor: 70Hz;
h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 6kHz.
i. Quando solicitado, o valor da corrente do motor deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a entrada S1 for acionada, o motor deverá ser acionado com a frequência de 15Hz.

Grupo 5

a. Comando Roda Direto: Através do sinal F na borneira;
b. Comando Roda Inverso: Através do sinal R na borneira;
c. Ajuste de frequência: Remoto via entrada 0-10V;
d. Aceleração e desaceleração: automáticos (i.e. o inversor decide o tempo).
e. Em caso de desarme ("trip") deverá ser apagado um led no painel externo ("CLP");
f. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
g. Máxima frequência de operação do motor: 65Hz;

Grupo 5 (continuação...)

h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 7,0 kHz.
i. Quando solicitado, o valor da tensão de entrada deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a entrada S1 for acionada, o motor deverá ser acionado com a frequência de 30Hz.

Grupo 6

a. Comando Roda Direto: Através do sinal F na borneira;
b. Comando Roda Inverso: Através do sinal R na borneira;
c. Ajuste de frequência: Local, via potenciômetro do painel (IHM);
d. Aceleração e desaceleração em rampa: 5 segundos para aceleração e desaceleração.
e. Em caso de desarme ("trip") deverá ser apagado um led no painel externo ("CLP");
f. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
g. Máxima frequência de operação do motor: 90Hz;
h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 4kHz.
i. Quando solicitado, o valor da tensão de saída deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a entrada S1 for acionada, o motor deverá ser acionado com a frequência de 25Hz.

Grupo 7

a. Comando Roda Direto: Através do sinal F na borneira;
b. Comando Roda Inverso: Através do sinal R na borneira;
c. Ajuste de frequência: Remoto via entrada 0-10V;
d. Aceleração e desaceleração em rampa: 3s para aceleração e desaceleração;
e. Em caso de desarme ("trip") deverá ser apagado um led no painel externo ("CLP");
f. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
g. Máxima frequência de operação do motor: 90Hz;
h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 4kHz.
i. Quando solicitado, o valor da corrente do motor deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a entrada S1 for acionada, o motor deverá ser acionado com a frequência de 35Hz.

Grupo 8

a. Comando Roda Direto: Através do sinal R ou F na borneira;
b. Ajuste de frequência: Local, via potenciômetro do painel (IHM);
c. Aceleração e desaceleração automáticos (i.e. o inversor decide o tempo).
d. Em caso de desarme ("trip") deverá ser apagado um led no painel externo ("CLP");
e. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
f. Máxima frequência de operação do motor: 45Hz;
g. Quando a frequência máxima for atingida deverá ser aceso um led no painel externo;
h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 7,5 kHz.
i. Quando solicitado, o valor da tensão de entrada deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a entrada S1 for acionada, o motor deverá ser acionado com a frequência de 40Hz.

Grupo 9

a. Comando Roda Inverso: Através do sinal R ou F na borneira;
b. Ajuste de frequência: Local, via potenciômetro do painel (IHM);
c. Aceleração e desaceleração automáticos (i.e. o inversor decide o tempo).
d. Em caso de desarme ("trip") deverá ser apagado um led no painel externo ("CLP");
e. O "CLP" deverá efetuar a limpeza da falha através de um contato NA.
f. Máxima frequência de operação do motor: 45Hz;
g. Quando a frequência máxima for atingida deverá ser aceso um led no painel externo;
h. Frequência de chaveamento do inversor (PWM): 5 kHz.
i. Quando solicitado, o valor da tensão de saída deverá ser apresentado no painel (display).
j. Quando a chave S1 for acionada, o motor deverá ser acionado com a frequência de 20Hz.

Apêndice 1

Programa Simulador de Circuitos de Potência: PSIM

Tópicos abordados

- Simulação digital - conceitos fundamentais;
- Simulação de conversores estáticos com o software PSIM;
- Verificação dos conceitos abordados nas práticas anteriores com o simulador

Preparação

- Assista ao vídeo elaborado pelo Prof. Thiago Ribeiro em https://goo.gl/yZj22t
- Responda às perguntas previamente apresentadas pelo professor.

Atividades

- Exposição Teórica;
- Prática de simulação.

Introdução Teórica:

- O que é simulação?

Simulação é a predição do funcionamento de um dado sistema a partir das equações matemáticas que o descrevem. O conjunto dessas equações constitui o *modelo* do sistema.

- Para que simular?

Através da simulação pode-se verificar o comportamento do sistema sob condições específicas, e assim ajustar-se parâmetros[3] em função dos resultados desejados, verificar conceitos, etc. antes da construção real do sistema. Desta forma, pode-se economizar muito tempo corrigindo-se antecipadamente os erros e evitando-se situações até mesmo perigosas. Além disso, pode-se adquirir intuição a respeito da resposta do sistema à variação de determinado parâmetro ou a determinada entrada.

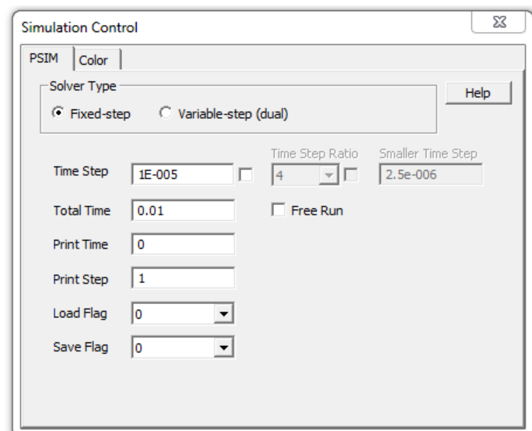
- Como funciona a simulação digital?

Utilizando o modelo matemático, o computador varia passo a passo a(s) variável(eis) independente(s) do sistema e recalcula as variáveis dependentes. A cada passo pode ocorrer o armazenamento dos valores de modo que posteriormente possa-se traçar gráficos, se desejado. Algumas vezes interessam apenas os valores finais. A distância (e.g. em segundos) entre um passo e

[3] Exemplos de parâmetros: valor da capacitância, da indutância, ganho do controlador, ciclo de trabalho, etc.

outro é o chamado de passo de cálculo (*time step*), que pode ser fixo ou não, automático ou manual, dependendo do software de simulação empregado.

Abaixo está apresentada uma cópia da janela onde podem ser ajustados os parâmetros de simulação no PSIM. Esta janela pode ser acessada no menu Simulation > Simulation Control.





Time step (passo de cálculo): é a distância (em segundos) entre os pontos calculados. Normalmente o *time step* é ajustado de modo a se obter em torno de 50 a 200 pontos por período da componente de maior frequência presente no sistema.

Total time: é o tempo total de funcionamento do que será simulado.

Print time: é o instante inicial da simulação a partir do qual os pontos calculados serão salvos. Por exemplo, se o *total time*=100ms e o *print time*=80ms, o resultado da simulação será um gráfico com a faixa 80ms a 100ms para o tempo.

Print step: é o passo de impressão. Se o *print step*=5, por exemplo, apenas um a cada 5 pontos calculados será salvo para o desenho do gráfico resultado da simulação.

Obs.: A versão "demo" do PSIM grava somente 6000 pts/curva.

Exemplo:

De acordo com os parâmetros de simulação mostrados na Figura acima, o circuito será simulado desde *t*=0 até *t*=0,01s (*total time* = 0,01). O resultado será apresentado desde *t*=0 (pois *print time*=0) até *t*=0,01s (=*total time*). O passo de cálculo (*time step*) do *solver* (solucionador) nesse exemplo é fixo (*fixed step*) e igual a $1\cdot10^{-5}$s. Ao todo serão calculados 0,01 /$1\cdot10^{-5}$ = 1000 pontos. Todos os pontos calculados serão gravados para apresentação no gráfico, pois o *print step* é igual a 1 (para *print step* = 2 seriam gravados apenas 500 pontos ao todo). Assim não haverá problemas, já que a versão de demonstração do PSIM grava até 6000 pontos.

O uso do passo de cálculo variável (*variable-step*) é um recurso interessante que permite acelerar a simulação de sistemas mais complexos, pois utiliza um passo maior onde possível. Esse modo do *solver* não será utilizado neste curso.

Procedimentos:

1. Assista ao vídeo tutorial sobre o PSIM elaborado pelo Prof. Thiago Ribeiro em https://goo.gl/yZj22t
2. Simule no PSIM o funcionamento do retificador monofásico em ponte mista assimétrica estudado no laboratório. Utilize os mesmos parâmetros da prática.

Questionário

1. Num circuito retificador que opera em 60Hz, qual deve ser o valor do *time step* a ser inicialmente ajustado?
2. Numa simulação realizada no PSIM versão demo, surge a mensagem de número máximo de pontos excedido (max.=6000 pontos), e o resultado obtido é incompleto, pois os pontos além do máximo não são apresentados. O que pode ser feito (nos parâmetros de controle da simulação) para contornar esse problema?

Anexos

Philips Semiconductors — Product specification

Thyristors — BT151 series

GENERAL DESCRIPTION

Glass passivated thyristors in a plastic envelope, intended for use in applications requiring high bidirectional blocking voltage capability and high thermal cycling performance. Typical applications include motor control, industrial and domestic lighting, heating and static switching.

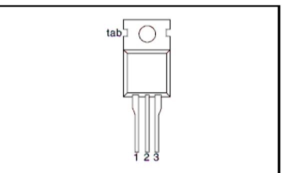
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
	BT151-	500R	650R	800R	
V_{DRM}, V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages	500	650	800	V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	7.5	7.5	7.5	A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	12	12	12	A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	100	100	100	A

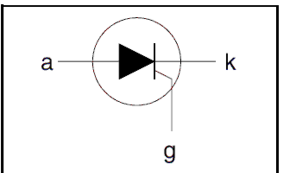
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	cathode
2	anode
3	gate
tab	anode

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
				-500R	-650R	-800R	
V_{DRM}, V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages		-	500[1]	650[1]	800	V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	half sine wave; $T_{mb} \leq 109$ ˚C	-	7.5			A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	all conduction angles	-	12			A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	half sine wave; $T_j = 25$ ˚C prior to surge					
		t = 10 ms	-	100			A
		t = 8.3 ms	-	110			A
I^2t	I^2t for fusing	t = 10 ms	-	50			A^2s
dI_T/dt	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$I_{TM} = 20$ A; $I_G = 50$ mA; $dI_G/dt = 50$ mA/µs	-	50			A/µs
I_{GM}	Peak gate current		-	2			A
V_{GM}	Peak gate voltage		-	5			V
V_{RGM}	Peak reverse gate voltage		-	5			V
P_{GM}	Peak gate power		-	5			W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	0.5			W
T_{stg}	Storage temperature		-40	150			˚C
T_j	Operating junction temperature		-	125			˚C

1 Although not recommended, off-state voltages up to 800V may be applied without damage, but the thyristor may switch to the on-state. The rate of rise of current should not exceed 15 A/µs.

September 1997 — 1 — Rev 1.200

Philips Semiconductors — Product specification

Thyristors — BT151 series

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\,j\text{-}mb}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	1.3	K/W
$R_{th\,j\text{-}a}$	Thermal resistance junction to ambient	in free air	-	60	-	K/W

STATIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25$ ˚C unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{GT}	Gate trigger current	$V_D = 12$ V; $I_T = 0.1$ A	-	2	15	mA
I_L	Latching current	$V_D = 12$ V; $I_{GT} = 0.1$ A	-	10	40	mA
I_H	Holding current	$V_D = 12$ V; $I_{GT} = 0.1$ A	-	7	20	mA
V_T	On-state voltage	$I_T = 23$ A	-	1.4	1.75	V
V_{GT}	Gate trigger voltage	$V_D = 12$ V; $I_T = 0.1$ A	-	0.6	1.5	V
		$V_D = V_{DRM(max)}$; $I_T = 0.1$ A; $T_j = 125$ ˚C	0.25	0.4	-	V
I_D, I_R	Off-state leakage current	$V_D = V_{DRM(max)}$; $V_R = V_{RRM(max)}$; $T_j = 125$ ˚C	-	0.1	0.5	mA

DYNAMIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25$ ˚C unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
dV_D/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	$V_{DM} = 67\%$ $V_{DRM(max)}$; $T_j = 125$ ˚C; exponential waveform; Gate open circuit	50	130	-	V/µs
		$R_{GK} = 100\ \Omega$	200	1000	-	V/µs
t_{gt}	Gate controlled turn-on time	$I_{TM} = 40$ A; $V_D = V_{DRM(max)}$; $I_G = 0.1$ A; $dI_G/dt = 5$ A/µs	-	2	-	µs
t_q	Circuit commutated turn-off time	$V_D = 67\%$ $V_{DRM(max)}$; $T_j = 125$ ˚C; $I_{TM} = 20$ A; $V_R = 25$ V; $dI_{TM}/dt = 30$ A/µs; $dV_D/dt = 50$ V/µs; $R_{GK} = 100\ \Omega$	-	70	-	µs

September 1997 — 2 — Rev 1.200

Philips Semiconductors | Product specification

Thyristors | **BT151 series**

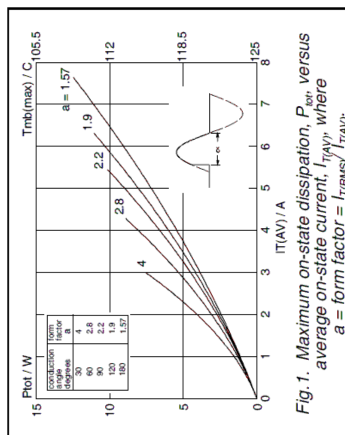


Fig.1. Maximum on-state dissipation, P_{tot}, versus average on-state current, $I_{T(AV)}$, where a = form factor = $I_{T(RMS)}/I_{T(AV)}$.

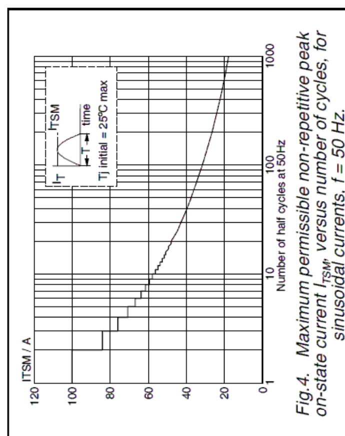


Fig.4. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM}, versus number of cycles, for sinusoidal currents, f = 50 Hz.

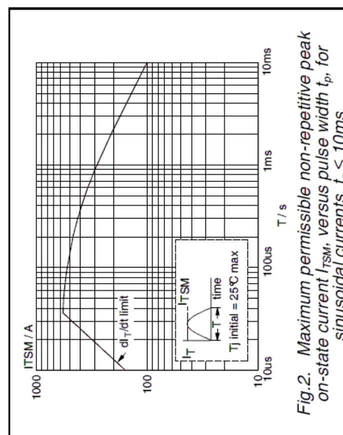


Fig.2. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM}, versus pulse width t_p, for sinusoidal currents, $t_p \leq 10ms$.

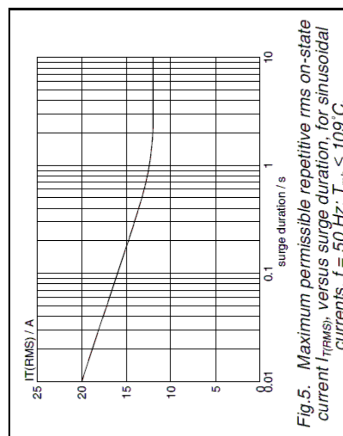


Fig.5. Maximum permissible repetitive rms on-state current $I_{T(RMS)}$, versus surge duration, for sinusoidal currents, f = 50 Hz; $T_{mb} \leq 109˚C$.

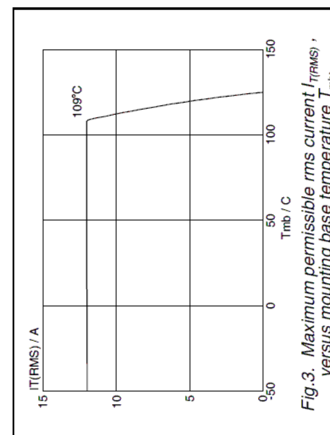


Fig.3. Maximum permissible rms current $I_{T(RMS)}$, versus mounting base temperature T_{mb}.

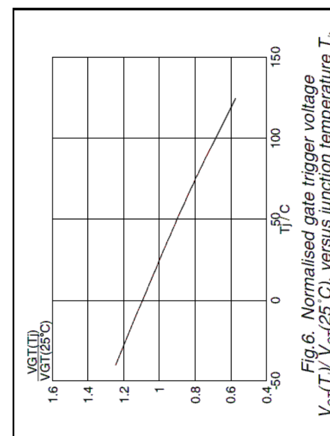


Fig.6. Normalised gate trigger voltage $V_{GT}(T_j)/V_{GT}(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

September 1997 | 3 | Rev 1.200

Philips Semiconductors | Product specification

Thyristors | **BT151 series**

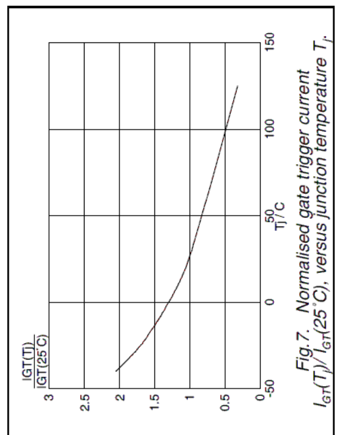


Fig.7. Normalised gate trigger current $I_{GT}(T_j)/I_{GT}(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

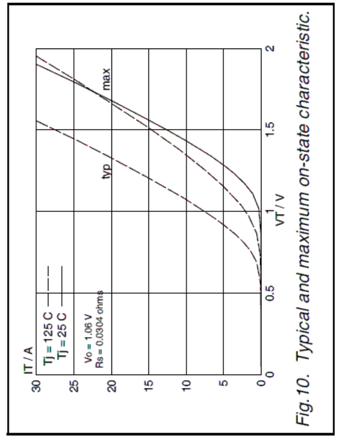


Fig.10. Typical and maximum on-state characteristic.

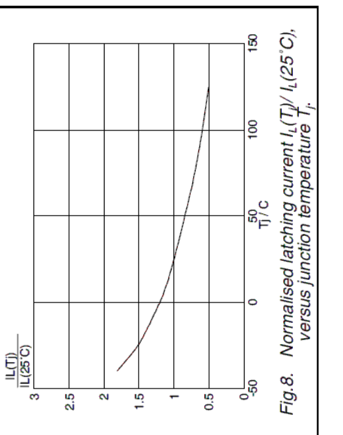


Fig.8. Normalised latching current $I_L(T_j)/I_L(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

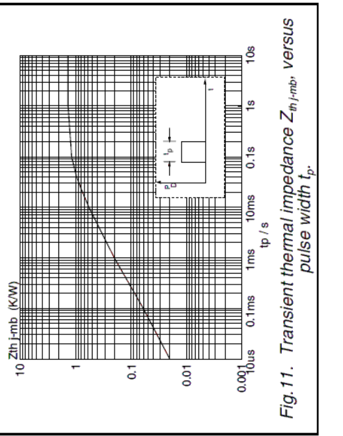


Fig.11. Transient thermal impedance $Z_{th\,j\text{-}mb}$, versus pulse width t_p.

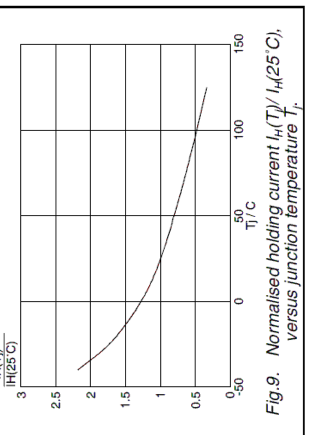


Fig.9. Normalised holding current $I_H(T_j)/I_H(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

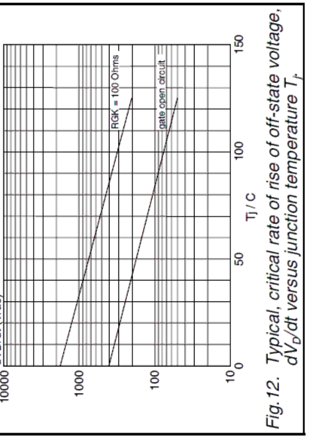


Fig.12. Typical, critical rate of rise of off-state voltage, dV_D/dt versus junction temperature T_j.

September 1997 | 4 | Rev 1.200

SIEMENS

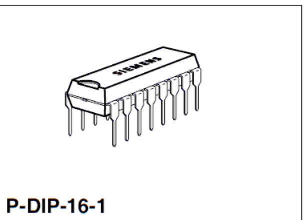
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range

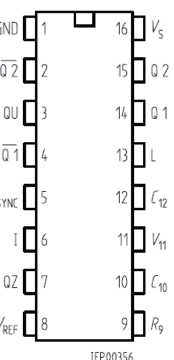


P-DIP-16-1

Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0 ˚ and 180 ˚. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.



Pin Configuration
(top view)

Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	$\overline{Q2}$	Output 2 inverted
3	Q U	Output U
4	$\overline{Q2}$	Output 1 inverted
5	V_{SYNC}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	Q Z	Output Z
8	V_{REF}	Stabilized voltage
9	R_9	Ramp resistance
10	C_{10}	Ramp capacitance
11	V_{11}	Control voltage
12	C_{12}	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q 1	Output 1
15	Q 2	Output 2
16	V_S	Supply voltage

SIEMENS **TCA 785**

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_5). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle φ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11}, the triggering angle φ can be shifted within a phase angle of 0˚ to 180˚.

For every half wave, a positive pulse of approx. 30 µs duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180˚ via a capacitor C_{12}. If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between φ and 180˚ will result.

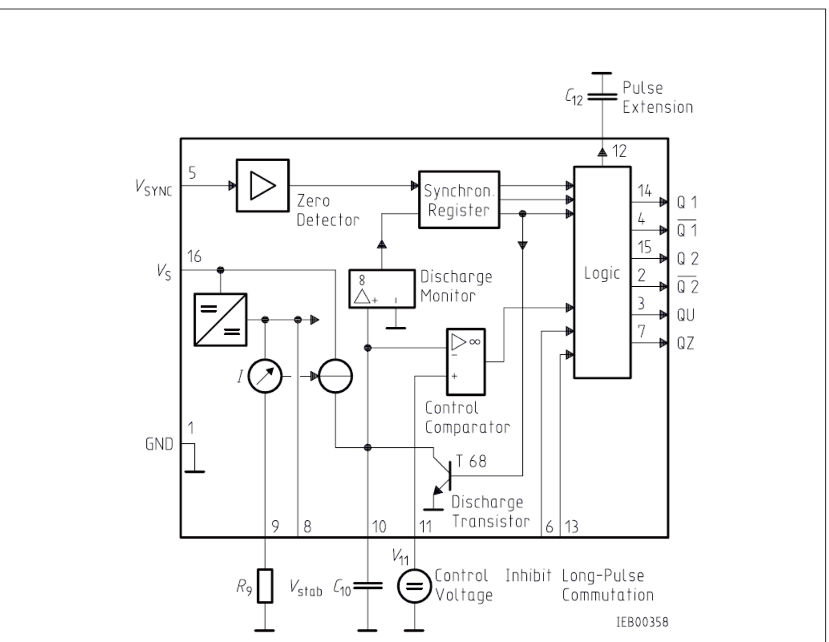
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of φ +180˚ which can be used for controlling an external logic,is available at pin 3.

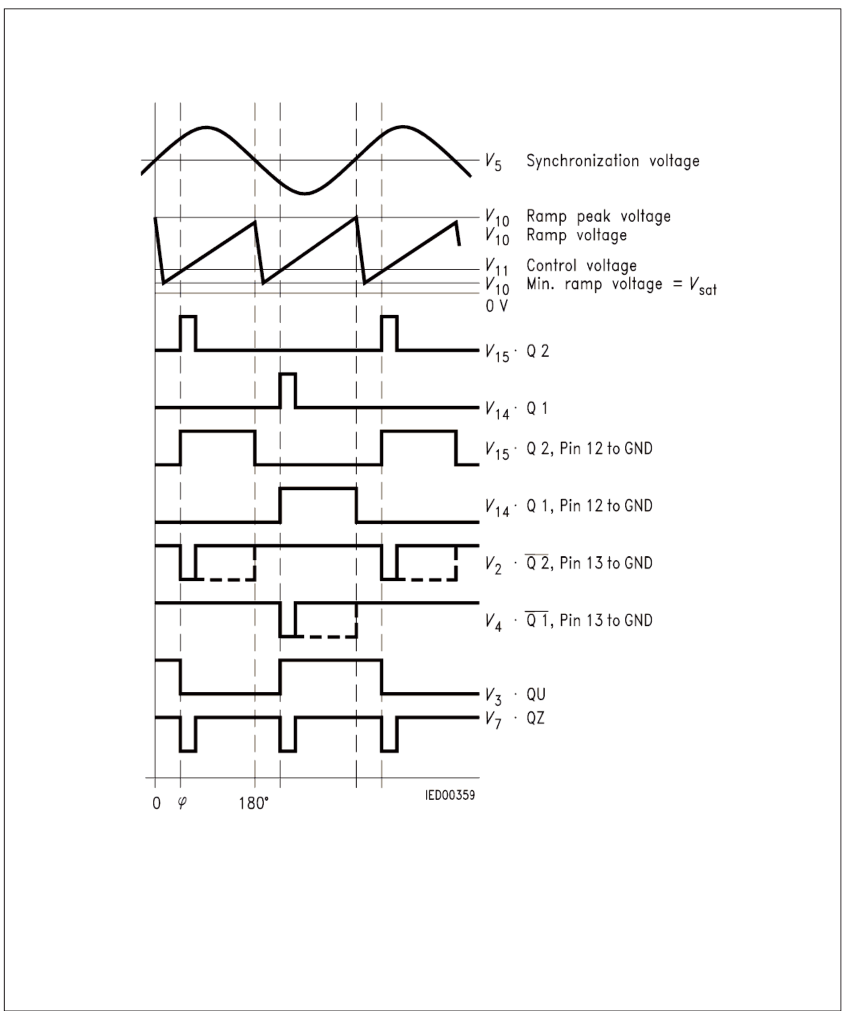
A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length (180˚ – φ).



Block Diagram



Pulse Diagram

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit
		min.	max.	
Supply voltage	V_S	– 0.5	18	V
Output current at pin 14, 15	I_Q	– 10	400	mA
Inhibit voltage Control voltage Voltage short-pulse circuit	V_6 V_{11} V_{13}	– 0.5 – 0.5 – 0.5	V_S V_S V_S	V V V
Synchronization input current	V_5	– 200	± 200	µA
Output voltage at pin 14, 15	V_Q		V_S	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7	I_Q		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7	V_Q		V_S	V
Junction temperature Storage temperature	T_j T_{stg}	 – 55	150 125	˚C ˚C
Thermal resistance system - air	$R_{th\,SA}$		80	K/W

Operating Range

Parameter	Symbol	min.	max.	Unit
Supply voltage	V_S	8	18	V
Operating frequency	f	10	500	Hz
Ambient temperature	T_A	– 25	85	˚C

Characteristics

$8 \le V_S \le 18$ V; -25 ˚C $\le T_A \le 85$ ˚C; $f = 50$ Hz

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 … S6 open $V_{11} = 0$ V $C_{10} = 47$ nF; $R_9 = 100$ kΩ	I_S	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current R_2 varied Offset voltage	 $I_{5\,rms}$ ΔV_5	 30	 30	 200 75	 µA mV	 1 4
Control input pin 11 Control voltage range Input resistance	 V_{11} R_{11}	 0.2	 15	 $V_{10\,peak}$	 V kΩ	 1 5

Characteristics (cont'd)
$8 \le V_S \le 18$ V; -25 °C $\le T_A \le 85$ °C; $f = 50$ Hz

Parameter	Symbol	Limit Values min.	Limit Values typ.	Limit Values max.	Unit	Test Circuit
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	µA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_2 - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.6
Ramp resistance	R_9	3		300	kΩ	1
Sawtooth return time	t_f		80		µs	1
Inhibit pin 6 switch-over of pin 7						
Outputs disabled	V_{6L}		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	V_{6H}	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	µs	1
Input current $V_6 = 8$ V	I_{6H}		500	800	µA	1
Input current $V_6 = 1.7$ V	$-I_{6L}$	80	150	200	µA	1
Deviation of I_{10} R_9 = const. $V_S = 12$ V; $C_{10} = 47$ nF	I_{10}	-5		5	%	1
Deviation of I_{10} R_9 = const. $V_S = 8$ V to 18 V	I_{10}	-20		20	%	1
Deviation of the ramp voltage between 2 following half-waves, V_S = const.	$\Delta V_{10\,max}$		± 1		%	
Long pulse switch-over pin 13 switch-over of S8						
Short pulse at output	V_{13H}	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	V_{13L}		2.5	2	V	1
Input current $V_{13} = 8$ V	I_{13H}			10	µA	1
Input current $V_{13} = 1.7$ V	$-I_{13L}$	45	65	100	µA	1
Outputs pin 2, 3, 4, 7						
Reverse current $V_Q = V_S$	I_{CEO}			10	µA	2.6
Saturation voltage $I_Q = 2$ mA	V_{sat}	0.1	0.4	2	V	2.6

Characteristics (cont'd)
$8 \le V_S \le 18$ V; -25 °C $\le T_A \le 85$ °C; $f = 50$ Hz

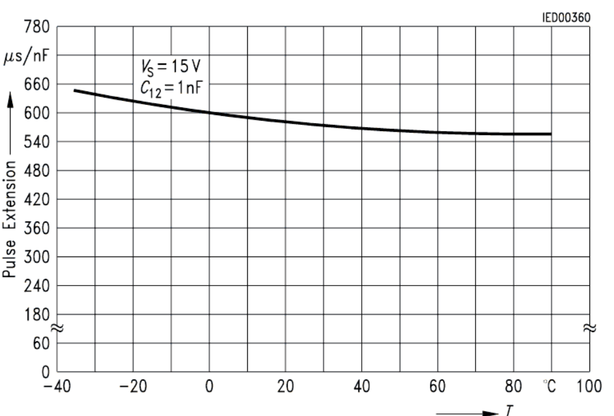
Parameter	Symbol	Limit Values min.	Limit Values typ.	Limit Values max.	Unit	Test Circuit
Outputs pin 14, 15						
H-output voltage $-I_Q = 250$ mA	$V_{14/15\,H}$	$V_S - 3$	$V_S - 2.5$	$V_S - 1.0$	V	3.6
L-output voltage $I_Q = 2$ mA	$V_{14/15\,L}$	0.3	0.8	2	V	2.6
Pulse width (short pulse) S9 open	t_p	20	30	40	µs	1
Pulse width (short pulse) with C_{12}	t_p	530	620	760	µs/nF	1
Internal voltage control						
Reference voltage Parallel connection of 10 ICs possible	V_{REF}	2.8	3.1	3.4	V	1
TC of reference voltage	α_{REF}		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K	1

SIEMENS **TCA 785**

Application Hints for External Components

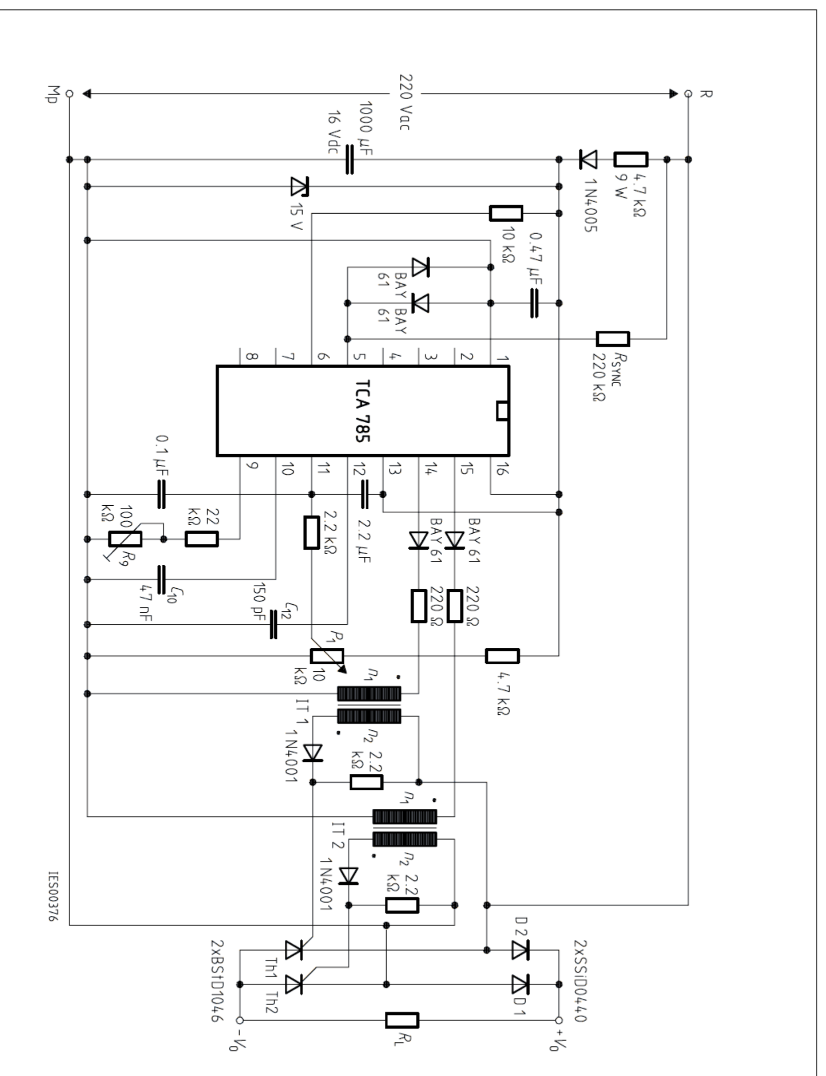
		min	max	
Ramp capacitance	C_{10}	500 pF	1 µF[1]	The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed
Triggering point	$t_{Tr} = \frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$ [2]			
Charge current	$I_{10} = \frac{V_{REF} \times K}{R_9}$ [2]			Ramp voltage $V_{10\,max} = V_S - 2\ V$ $\quad V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_9 \times C_{10}}$ [2]

Pulse Extension versus Temperature



[1] Attention to flyback times
[2] $K = 1.10 \pm 20\ \%$

SIEMENS **TCA 785**



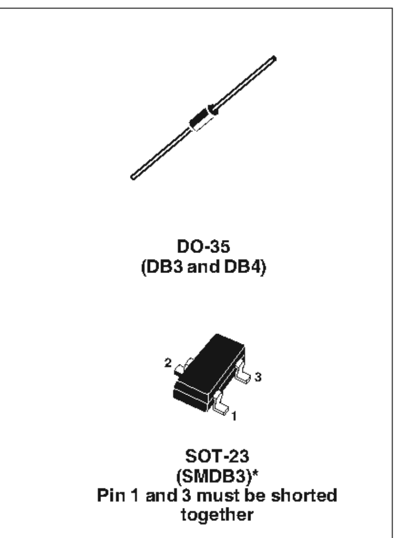
Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Two Trigger Pulse Transformers for Low-Power Thyristors

DB3 DB4 SMDB3

DIAC

FEATURES

- V_{BO} : 32V and 40V
- LOW BREAKOVER CURRENT



DO-35
(DB3 and DB4)

SOT-23
(SMDB3)*
Pin 1 and 3 must be shorted together

DESCRIPTION

Functioning as a trigger diode with a fixed voltage reference, the DB3/DB4 series can be used in conjunction with triacs for simplified gate control circuits or as a starting element in fluorenscent lamp ballasts.

A new surface mount version is now available in SOT-23 package, providing reduced space and compatibility with automatic pick and place equipment.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter		Value	Unit
I_{TRM}	Repetitive peak on-state current tp = 20 µs F= 120 Hz	SMDB3	1.00	A
		DB3 / DB4	2.00	
Tstg Tj	Storage temperature range Operating junction temperature range		- 40 to + 125	°C

Note: * SMDB3 indicated as Preliminary spec as product is still in development stage.

October 2001 - Ed: 2B 1/5

DB3 DB4 SMDB3

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Tj = 25°C unless otherwise specified)

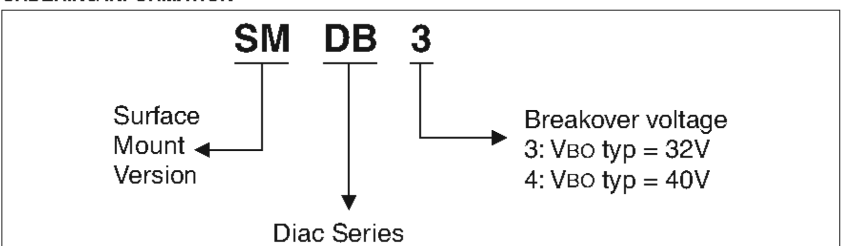
Symbol	Parameter	Test Conditions		SMDB3	DB3	DB4	Unit
V_{BO}	Breakover voltage *	C = 22nF **	MIN.	28	28	35	V
			TYP.	32	32	40	
			MAX.	36	36	45	
$\mid V_{BO1} - V_{BO2} \mid$	Breakover voltage symmetry	C = 22nF **	MAX.	3			V
ΔV	Dynamic breakover voltage *	V_{BO} and V_F at 10mA	MIN.	10	5		V
V_O	Output voltage *	see diagram 2 (R=20Ω)	MIN.	10	5		V
I_{BO}	Breakover current *	C = 22nF **	MAX.	10	50		µA
tr	Rise time *	see diagram 3	MAX.	0.50	2		µs
I_R	Leakage current *	$V_R = 0.5\ V_{BO}$ max	MAX.	1	10		µA
I_P	Peak current *	see diagram 2 (Gate)	MIN.	1	0.30		A

* Applicable to both forward and reverse directions.
** Connected in parallel to the device.

PRODUCT SELECTOR

Part Number	V_{BO}	Package
SMDB3	28 - 36	SOT-23
DB3	28 - 36	DO-35
DB4	35 - 45	DO-35

ORDERING INFORMATION



2/5

OTHER INFORMATION

Part Number	Marking	Weight	Base Quantity	Packing Mode
SMDB3	DB3	0.01 g	3000	Tape & Reel
DB3	DB3 (Blue Body Coat)	0.15 g	5000	Tape & Reel
DB4	DB4 (Blue Body Coat)	0.15 g	5000	Tape & Reel

Diagram 1: Voltage - current characteristic curve.

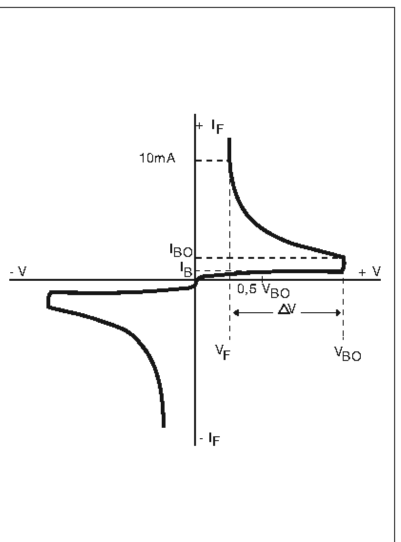


Diagram 2: Test circuit.

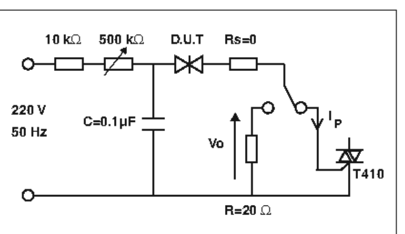


Diagram 3: Rise time measurement.

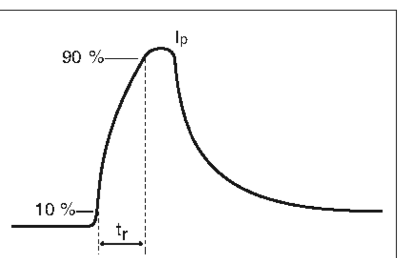


Fig. 1: Relative variation of VBO versus junction temperature (typical values).

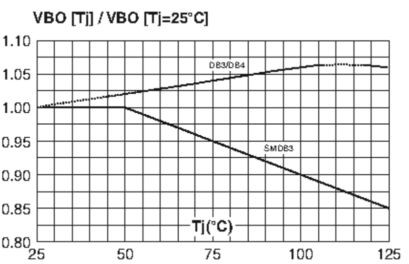


Fig. 2: Repetitive peak pulse current versus pulse duration (maximum values).

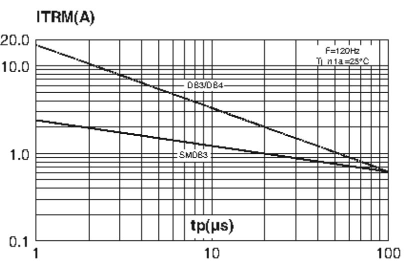
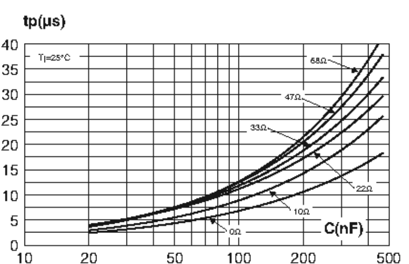
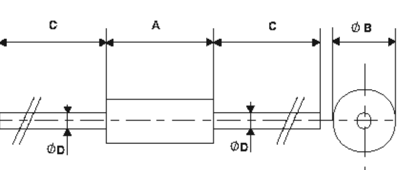


Fig. 3: Time duration while current pulse is higher 50mA versus C and Rs (typical values).



PACKAGE MECHANICAL DATA (in millimeters)
DO-35



REF.	DIMENSIONS			
	Millimeters		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	3.05	4.50	0.120	0.177
B	1.53	2.00	0.060	0.079
C	28.00		1.102	
D	0.458	0.558	0.018	0.022

Philips Semiconductors **Product specification**

Triacs BT138 series

GENERAL DESCRIPTION

Glass passivated triacs in a plastic envelope, intended for use in applications requiring high bidirectional transient and blocking voltage capability and high thermal cycling performance. Typical applications include motor control, industrial and domestic lighting, heating and static switching.

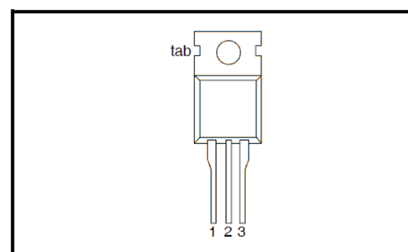
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
	BT138- BT138- BT138-	500 500F 500G	600 600F 600G	800 800F 800G	
V_{DRM}	Repetitive peak off-state voltages	500	600	800	V
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	12	12	12	A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	95	95	95	A

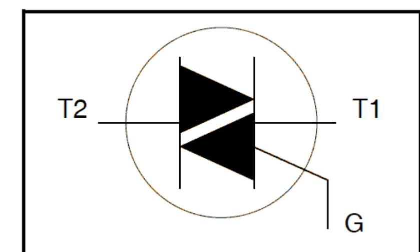
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	main terminal 1
2	main terminal 2
3	gate
tab	main terminal 2

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX. -500	MAX. -600	MAX. -800	UNIT
V_{DRM}	Repetitive peak off-state voltages		-	500[1]	600[1]	800	V
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	full sine wave; $T_{mb} \leq 99$ °C	-	12			A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	full sine wave; $T_j = 25$ °C prior to surge					
		t = 20 ms	-	95			A
		t = 16.7 ms	-	105			A
I^2t	I^2t for fusing	t = 10 ms	-	45			A^2s
dI_T/dt	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	I_{TM} = 20 A; I_G = 0.2 A; dI_G/dt = 0.2 A/µs					
		T2+ G+	-	50			A/µs
		T2+ G-	-	50			A/µs
		T2- G-	-	50			A/µs
		T2- G+	-	10			A/µs
I_{GM}	Peak gate current		-	2			A
V_{GM}	Peak gate voltage		-	5			V
P_{GM}	Peak gate power		-	5			W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	0.5			W
T_{stg}	Storage temperature		-40	150			°C
T_j	Operating junction temperature		-	125			°C

1 Although not recommended, off-state voltages up to 800V may be applied without damage, but the triac may switch to the on-state. The rate of rise of current should not exceed 15 A/µs.

September 1997 1 Rev 1.200

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j\text{-}mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	full cycle	-	-	1.5	K/W
		half cycle	-	-	2.0	K/W
$R_{th\ j\text{-}a}$	Thermal resistance junction to ambient	in free air	-	60	-	K/W

STATIC CHARACTERISTICS

T_j = 25 ˚C unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.			UNIT
		BT138-			...	...F	...G	
I_{GT}	Gate trigger current	V_D = 12 V; I_T = 0.1 A						
		T2+ G+	-	5	35	25	50	mA
		T2+ G-	-	8	35	25	50	mA
		T2- G-	-	10	35	25	50	mA
		T2- G+	-	22	70	70	100	mA
I_L	Latching current	V_D = 12 V; I_{GT} = 0.1 A						
		T2+ G+	-	7	40	40	60	mA
		T2+ G-	-	20	60	60	90	mA
		T2- G-	-	8	40	40	60	mA
		T2- G+	-	10	60	60	90	mA
I_H	Holding current	V_D = 12 V; I_{GT} = 0.1 A	-	6	30	30	60	mA
V_T	On-state voltage	I_T = 15 A	-	1.4	1.65			V
V_{GT}	Gate trigger voltage	V_D = 12 V; I_T = 0.1 A	-	0.7	1.5			V
		V_D = 400 V; I_T = 0.1 A; T_j = 125 ˚C	0.25	0.4	-			V
I_D	Off-state leakage current	V_D = $V_{DRM(max)}$; T_j = 125 ˚C	-	0.1	0.5			mA

DYNAMIC CHARACTERISTICS

T_j = 25 ˚C unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.			TYP.	MAX.	UNIT
		BT138-	...	...F	...G			
dV_D/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	V_{DM} = 67% $V_{DRM(max)}$; T_j = 125 ˚C; exponential waveform; gate open circuit	100	50	200	250	-	V/µs
dV_{com}/dt	Critical rate of change of commutating voltage	V_{DM} = 400 V; T_j = 95 ˚C; $I_{T(RMS)}$ = 12 A; dI_{com}/dt = 5.4 A/ms; gate open circuit	-	-	10	20	-	V/µs
t_{gt}	Gate controlled turn-on time	I_{TM} = 16 A; V_D = $V_{DRM(max)}$; I_G = 0.1 A; dI_G/dt = 5 A/µs	-	-	-	2	-	µs

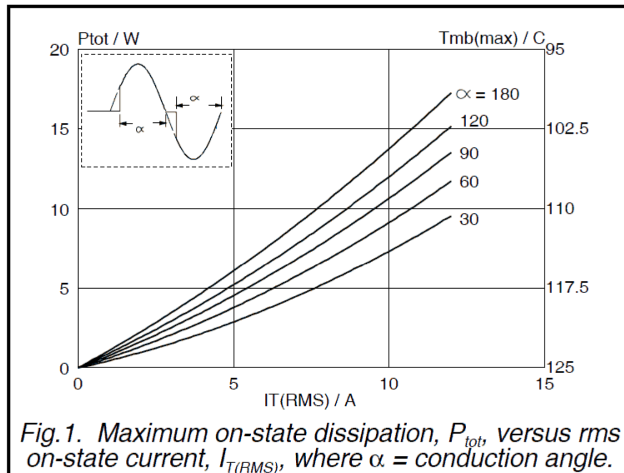


Fig.1. Maximum on-state dissipation, P_{tot}, versus rms on-state current, $I_{T(RMS)}$, where α = conduction angle.

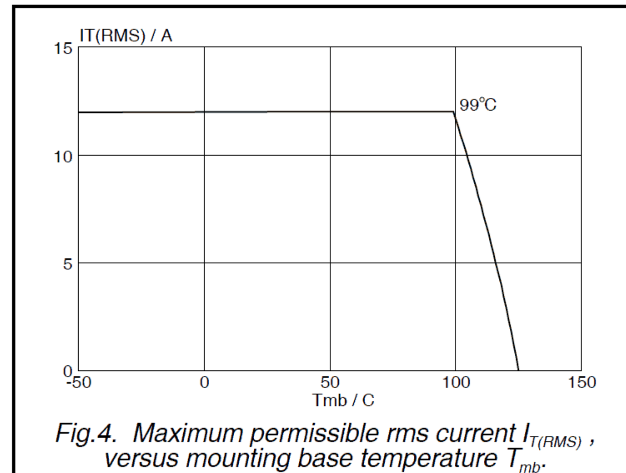


Fig.4. Maximum permissible rms current $I_{T(RMS)}$, versus mounting base temperature T_{mb}.

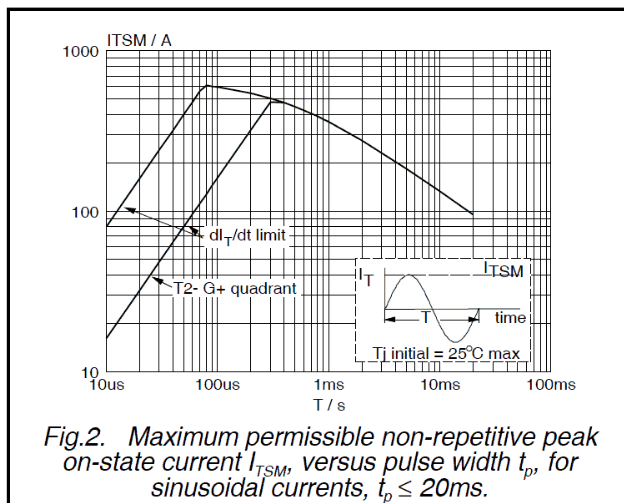


Fig.2. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM}, versus pulse width t_p, for sinusoidal currents, $t_p \leq$ 20ms.

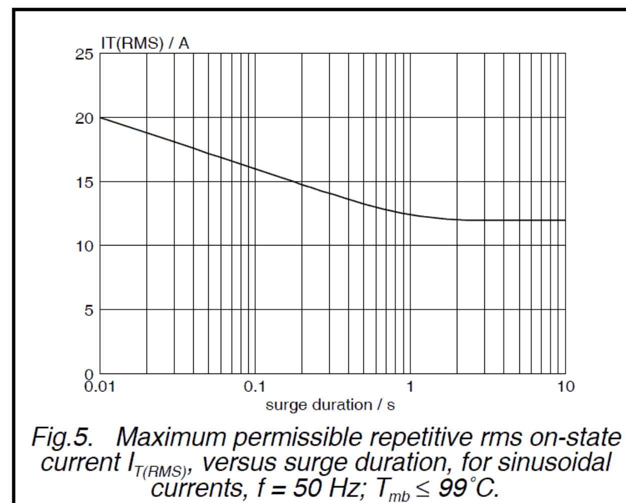


Fig.5. Maximum permissible repetitive rms on-state current $I_{T(RMS)}$, versus surge duration, for sinusoidal currents, f = 50 Hz; $T_{mb} \leq 99^{\circ}C$.

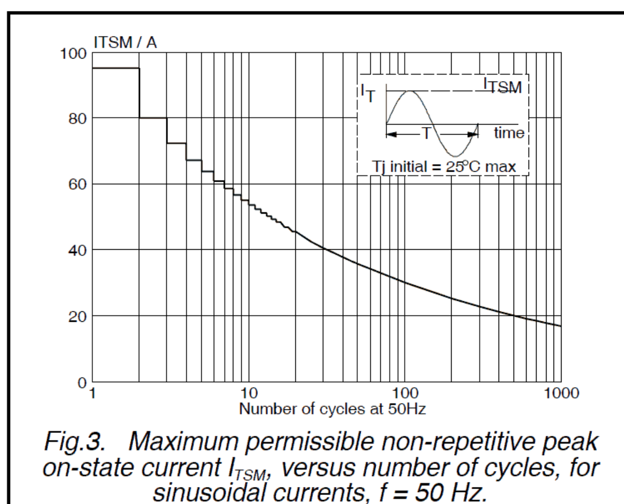


Fig.3. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM}, versus number of cycles, for sinusoidal currents, f = 50 Hz.

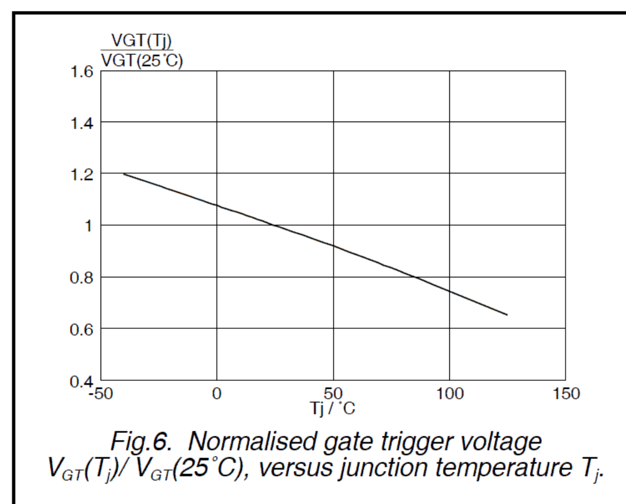


Fig.6. Normalised gate trigger voltage $V_{GT}(T_j)$/ $V_{GT}(25^{\circ}C)$, versus junction temperature T_j.

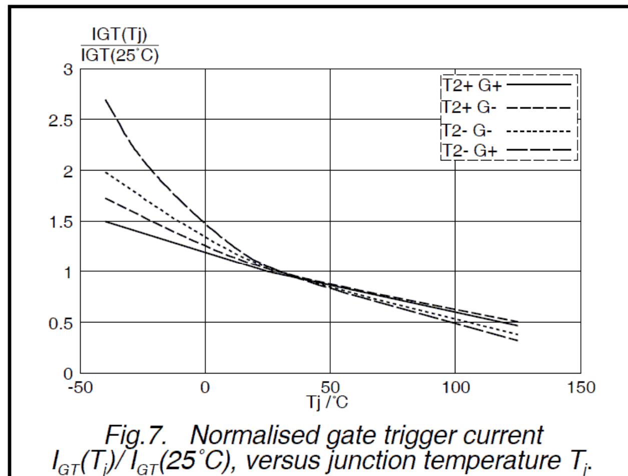


Fig.7. Normalised gate trigger current $I_{GT}(T_j)/\ I_{GT}(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

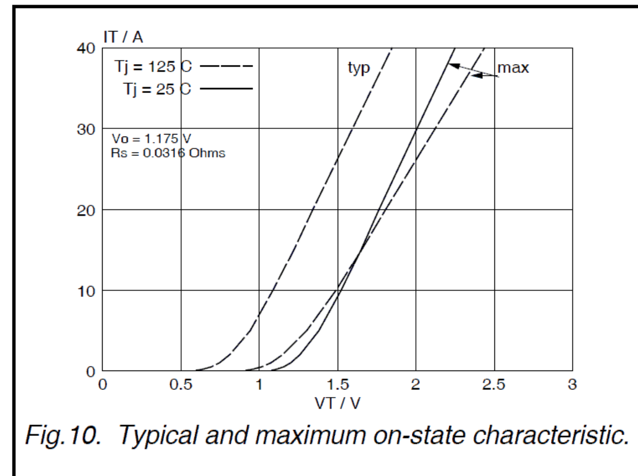


Fig.10. Typical and maximum on-state characteristic.

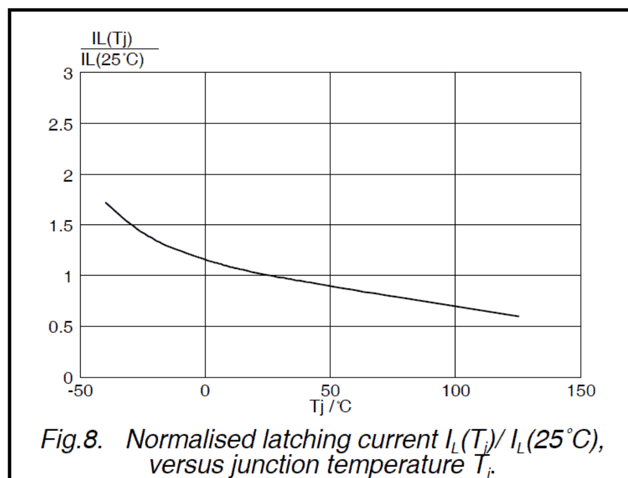


Fig.8. Normalised latching current $I_L(T_j)/\ I_L(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

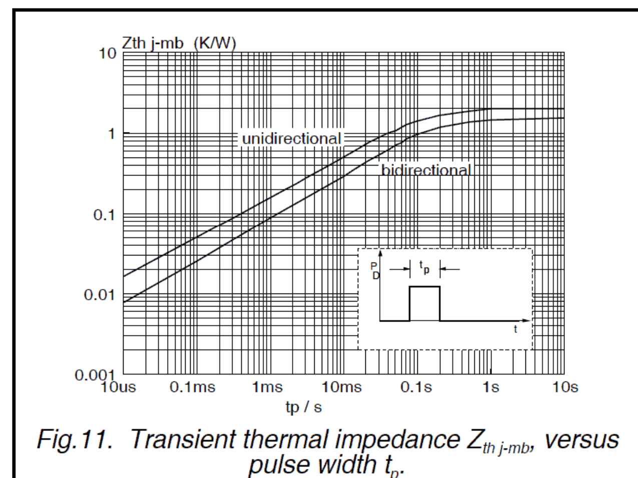


Fig.11. Transient thermal impedance $Z_{th\ j\text{-}mb}$, versus pulse width t_p.

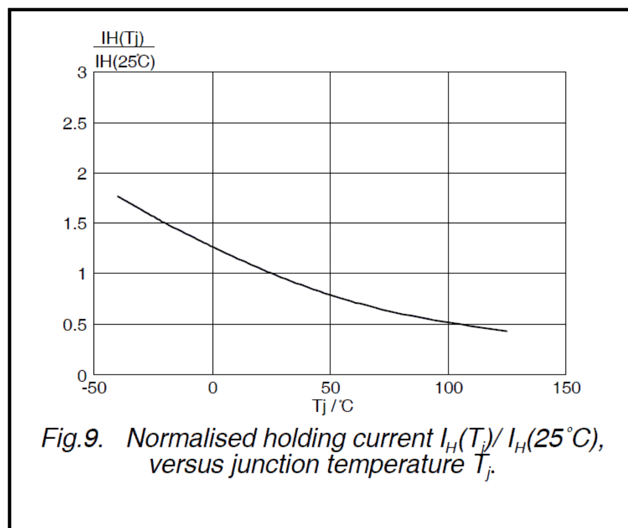


Fig.9. Normalised holding current $I_H(T_j)/\ I_H(25˚C)$, versus junction temperature T_j.

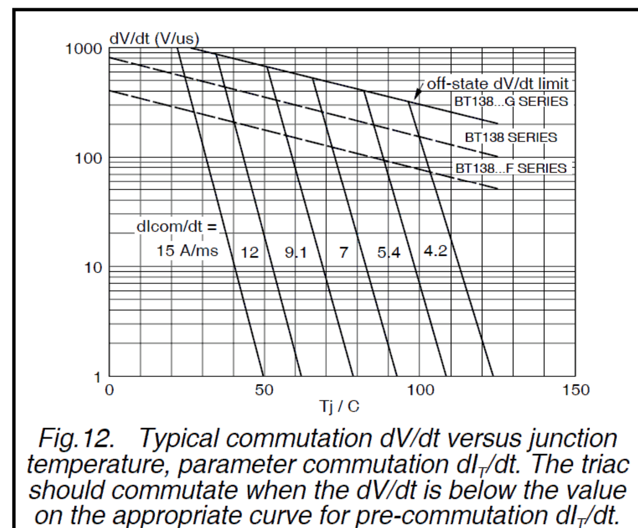


Fig.12. Typical commutation dV/dt versus junction temperature, parameter commutation dI_T/dt. The triac should commutate when the dV/dt is below the value on the appropriate curve for pre-commutation dI_T/dt.

National Semiconductor

June 1999

LM2524D/LM3524D Regulating Pulse Width Modulator

General Description

The LM3524D family is an improved version of the industry standard LM3524. It has improved specifications and additional features yet is pin for pin compatible with existing 3524 families. New features reduce the need for additional external circuitry often required in the original version.

The LM3524D has a ±1% precision 5V reference. The current carrying capability of the output drive transistors has been raised to 200 mA while reducing V_{CEsat} and increasing V_{CE} breakdown to 60V. The common mode voltage range of the error-amp has been raised to 5.5V to eliminate the need for a resistive divider from the 5V reference.

In the LM3524D the circuit bias line has been isolated from the shut-down pin. This prevents the oscillator pulse amplitude and frequency from being disturbed by shut-down. Also at high frequencies (≅300 kHz) the max. duty cycle per output has been improved to 44% compared to 35% max. duty cycle in other 3524s.

In addition, the LM3524D can now be synchronized externally, through pin 3. Also a latch has been added to insure one pulse per period even in noisy environments. The LM3524D includes double pulse suppression logic that insures when a shut-down condition is removed the state of the T-flip-flop will change only after the first clock pulse has arrived. This feature prevents the same output from being pulsed twice in a row, thus reducing the possibility of core saturation in push-pull designs.

Features

- Fully interchangeable with standard LM3524 family
- ±1% precision 5V reference with thermal shut-down
- Output current to 200 mA DC
- 60V output capability
- Wide common mode input range for error-amp
- One pulse per period (noise suppression)
- Improved max. duty cycle at high frequencies
- Double pulse suppression
- Synchronize through pin 3

Block Diagram

DS008650-1

 DS008650 www.national.com

Absolute Maximum Ratings (Note 5)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	40V
Collector Supply Voltage	
(LM2524D)	55V
(LM3524D)	40V
Output Current DC (each)	200 mA
Oscillator Charging Current (Pin 7)	5 mA
Internal Power Dissipation	1W
Operating Junction Temperature Range (Note 2)	
LM2524D	−40˚C to +125˚C
LM3524D	0˚C to +125˚C
Maximum Junction Temperature	150˚
Storage Temperature Range	−65˚C to +150˚C
Lead Temperature (Soldering 4 sec.)	
M, N Pkg.	260˚C

Electrical Characteristics

(Note 1)

Symbol	Parameter	Conditions	LM2524D			LM3524D			Units
			Typ	Tested Limit (Note 3)	Design Limit (Note 4)	Typ	Tested Limit (Note 3)	Design Limit (Note 4)	
REFERENCE SECTION									
V_{REF}	Output Voltage		5	4.85	**4.80**	5	4.75		V_{Min}
				5.15	**5.20**		5.25		V_{Max}
V_{RLine}	Line Regulation	V_{IN} = 8V to 40V	10	15	**30**	10	25	50	mV_{Max}
V_{RLoad}	Load Regulation	I_L = 0 mA to 20 mA	10	15	**25**	10	25	50	mV_{Max}
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{REF}}$	Ripple Rejection	f = 120 Hz	66			66			dB
I_{OS}	Short Circuit Current	V_{REF} = 0	50	25		50	25		mA Min
				180			200		mA Max
N_O	Output Noise	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz	40		100	40		100	$\mu V_{rms\ Max}$
	Long Term Stability	T_A = 125˚C	20			20			mV/kHr
OSCILLATOR SECTION									
f_{OSC}	Max. Freq.	R_T = 1k, C_T = 0.001 µF (Note 7)	550		500	350			kHz_{Min}
f_{OSC}	Initial Accuracy	R_T = 5.6k, C_T = 0.01 µF (Note 7)	20	17.5		20	17.5		kHz_{Min}
				22.5			22.5		kHz_{Max}
		R_T = 2.7k, C_T = 0.01 µF (Note 7)	38	34		38	30		kHz_{Min}
				42			46		kHz_{Max}
Δf_{OSC}	Freq. Change with V_{IN}	V_{IN} = 8 to 40V	0.5	1		0.5	1.0		$\%_{Max}$
Δf_{OSC}	Freq. Change with Temp.	T_A = −55˚C to +125˚C at 20 kHz R_T = 5.6k, C_T = 0.01 µF	5			5			%
V_{OSC}	Output Amplitude (Pin 3) (Note 8)	R_T = 5.6k, C_T = 0.01 µF	3	2.4		3	2.4		V_{Min}
t_{PW}	Output Pulse Width (Pin 3)	R_T = 5.6k, C_T = 0.01 µF	0.5	1.5		0.5	1.5		μs_{Max}
	Sawtooth Peak Voltage	R_T = 5.6k, C_T = 0.01 µF	3.4	3.6	**3.8**		3.8		V_{Max}
	Sawtooth Valley Voltage	R_T = 5.6k, C_T = 0.01 µF	1.1	0.8	**0.6**		0.6		V_{Min}
ERROR-AMP SECTION									
V_{IO}	Input Offset Voltage	V_{CM} = 2.5V	2	8	**10**	2	10		mV_{Max}
I_{IB}	Input Bias	V_{CM} = 2.5V	1	8	**10**	1	10		μA_{Max}

www.national.com 2

Electrical Characteristics (Continued)

(Note 1)

Symbol	Parameter	Conditions	LM2524D Typ	LM2524D Tested Limit (Note 3)	LM2524D Design Limit (Note 4)	LM3524D Typ	LM3524D Tested Limit (Note 3)	LM3524D Design Limit (Note 4)	Units
ERROR-AMP SECTION									
	Current								
I_{IO}	Input Offset Current	V_{CM} = 2.5V	0.5	1.0	1	0.5	1		μA_{Max}
I_{COSI}	Compensation Current (Sink)	$V_{IN(I)} - V_{IN(NI)}$ = 150 mV	95	65 125		95	65 125		μA_{Min} μA_{Max}
I_{COSO}	Compensation Current (Source)	$V_{IN(NI)} - V_{IN(I)}$ = 150 mV	−95	−125 −65		−95	−125 −65		μA_{Min} μA_{Max}
A_{VOL}	Open Loop Gain	$R_L = \infty$, V_{CM} = 2.5 V	80	74	**60**	80	70	60	dB_{Min}
VCMR	Common Mode Input Voltage Range			1.5 5.5	**1.4** **5.4**		1.5 5.5		V_{Min} V_{Max}
CMRR	Common Mode Rejection Ratio		90	80		90	80		dB_{Min}
G_{BW}	Unity Gain Bandwidth	A_{VOL} = 0 dB, V_{CM} = 2.5V	3			2			MHz
V_O	Output Voltage Swing	$R_L = \infty$		0.5 5.5			0.5 5.5		V_{Min} V_{Max}
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V_{IN} = 8 to 40V	80		70	80	65		db_{Min}
COMPARATOR SECTION									
$\frac{t_{ON}}{t_{OSC}}$	Minimum Duty Cycle	Pin 9 = 0.8V, [R_T = 5.6k, C_T = 0.01 μF]	0	0		0	0		$\%_{Max}$
$\frac{t_{ON}}{t_{OSC}}$	Maximum Duty Cycle	Pin 9 = 3.9V, [R_T = 5.6k, C_T = 0.01 μF]	49	45		49	45		$\%_{Min}$
$\frac{t_{ON}}{t_{OSC}}$	Maximum Duty Cycle	Pin 9 = 3.9V, [R_T = 1k, C_T = 0.001 μF]	44	35		44	35		$\%_{Min}$
V_{COMPZ}	Input Threshold (Pin 9)	Zero Duty Cycle	1			1			V
V_{COMPM}	Input Threshold (Pin 9)	Maximum Duty Cycle	3.5			3.5			V
I_{IB}	Input Bias Current		−1			−1			μA
CURRENT LIMIT SECTION									
V_{SEN}	Sense Voltage	$V_{(Pin\ 2)} - V_{(Pin\ 1)} \geq$ 150 mV	200	180 220		200	180 220		mV_{Min} mV_{Max}
TC-V_{sense}	Sense Voltage T.C.		0.2			0.2			mV/°C
	Common Mode Voltage Range	$V_5 - V_4$ = 300 mV	−0.7 1			−0.7 1			V_{Min} V_{Max}
SHUT DOWN SECTION									
V_{SD}	High Input Voltage	$V_{(Pin\ 2)} - V_{(Pin\ 1)} \geq$ 150 mV	1	0.5 1.5		1	0.5 1.5		V_{Min} V_{Max}
I_{SD}	High Input Current	$I_{(pin\ 10)}$	1			1			mA
OUTPUT SECTION (EACH OUTPUT)									
V_{CES}	Collector Emitter Voltage Breakdown	$I_C \leq$ 100 μA		55			40		V_{Min}

3 www.national.com

Electrical Characteristics (Continued)

(Note 1)

Symbol	Parameter	Conditions	LM2524D Typ	LM2524D Tested Limit (Note 3)	LM2524D Design Limit (Note 4)	LM3524D Typ	LM3524D Tested Limit (Note 3)	LM3524D Design Limit (Note 4)	Units
OUTPUT SECTION (EACH OUTPUT)									
I_{CES}	Collector Leakage Current	V_{CE} = 60V							
		V_{CE} = 55V	0.1	50					μA_{Max}
		V_{CE} = 40V				0.1	50		
V_{CESAT}	Saturation Voltage	I_E = 20 mA I_E = 200 mA	0.2 1.5	0.5 2.2		0.2 1.5	0.7 2.5		V_{Max}
V_{EO}	Emitter Output Voltage	I_E = 50 mA	18	17		18	17		V_{Min}
t_R	Rise Time	V_{IN} = 20V, I_E = −250 μA, R_C = 2k	200			200			ns
t_F	Fall Time	R_C = 2k	100			100			ns
SUPPLY CHARACTERISTICS SECTION									
V_{IN}	Input Voltage Range	After Turn-on		8 40			8 40		V_{Min} V_{Max}
T	Thermal Shutdown Temp.	(Note 2)	160			160			°C
I_{IN}	Stand By Current	V_{IN} = 40V (Note 6)	5	10		5	10		mA

Note 1: Unless otherwise stated, these specifications apply for $T_A = T_J$ = 25°C. Boldface numbers apply over the rated temperature range: LM2524D is −40° to 85°C and LM3524D is 0°C to 70°C. V_{IN} = 20V and f_{OSC} = 20 kHz.

Note 2: For operation at elevated temperatures, devices in the N package must be derated based on a thermal resistance of 86°C/W, junction to ambient. Devices in the M package must be derated at 125°C/W, junction to ambient.

Note 3: Tested limits are guaranteed and 100% tested in production.

Note 4: Design limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage range. These limits are not used to calculate outgoing quality level.

Note 5: Absolute maximum ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions.

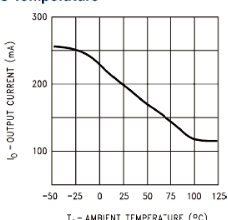
Note 6: Pins 1, 4, 7, 8, 11, and 14 are grounded; Pin 2 = 2V. All other inputs and outputs open.

Note 7: The value of a C_t capacitor can vary with frequency. Careful selection of this capacitor must be made for high frequency operation. Polystyrene was used in this test. NPO ceramic or polypropylene can also be used.

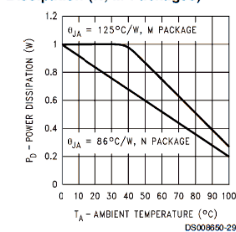
Note 8: OSC amplitude is measured open circuit. Available current is limited to 1 mA so care must be exercised to limit capacitive loading of fast pulses.

Typical Performance Characteristics

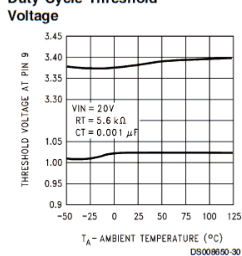
Switching Transistor Peak Output Current vs Temperature



Maximum Average Power Dissipation (N, M Packages)



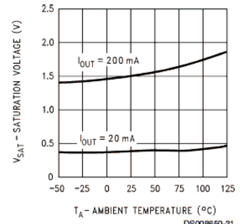
Maximum & Minimum Duty Cycle Threshold Voltage



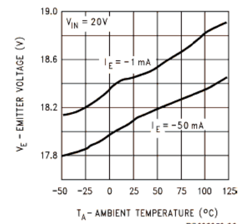
www.national.com 4

Typical Performance Characteristics (Continued)

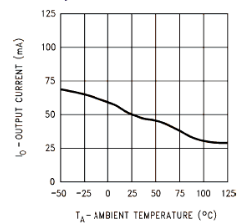
Output Transistor Saturation Voltage



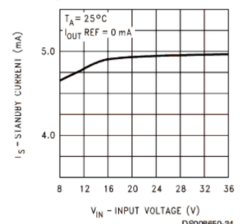
Output Transistor Emitter Voltage



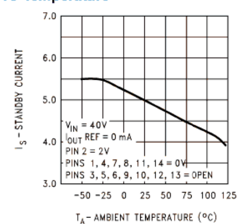
Reference Transistor Peak Output Current



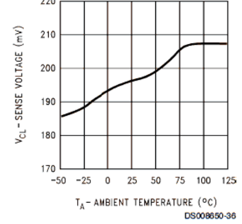
Standby Current vs Voltage



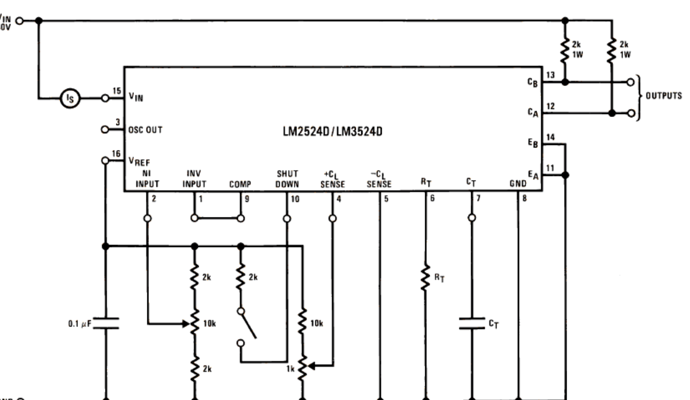
Standby Current vs Temperature



Current Limit Sense Voltage



Test Circuit



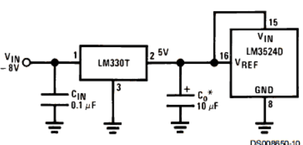
5 www.national.com

Functional Description

INTERNAL VOLTAGE REGULATOR

The LM3524D has an on-chip 5V, 50 mA, short circuit protected voltage regulator. This voltage regulator provides a supply for all internal circuitry of the device and can be used as an external reference.

For input voltages of less than 8V the 5V output should be shorted to pin 15, V_{IN}, which disables the 5V regulator. With these pins shorted the input voltage must be limited to a maximum of 6V. If input voltages of 6V–8V are to be used, a pre-regulator, as shown in *Figure 1*, must be added.



*Minimum C_O of 10 µF required for stability.

FIGURE 1.

OSCILLATOR

The LM3524D provides a stable on-board oscillator. Its frequency is set by an external resistor, R_T and capacitor, C_T. A graph of R_T, C_T vs oscillator frequency is shown is *Figure 2*. The oscillator's output provides the signals for triggering an internal flip-flop, which directs the PWM information to the outputs, and a blanking pulse to turn off both outputs during transitions to ensure that cross conduction does not occur. The width of the blanking pulse, or dead time, is controlled by the value of C_T, as shown in *Figure 3*. The recommended values of R_T are 1.8 kΩ to 100 kΩ, and for C_T, 0.001 µF to 0.1 µF.

If two or more LM3524D's must be synchronized together, the easiest method is to interconnect all pin 3 terminals, tie all pin 7's (together) to a single C_T, and leave all pin 6's open except one which is connected to a single R_T. This method works well unless the LM3524D's are more than 6" apart.

A second synchronization method is appropriate for any circuit layout. One LM3524D, designated as master, must have its R_TC_T set for the correct period. The other slave LM3524D(s) should each have an R_TC_T set for a 10% longer period. All pin 3's must then be interconnected to allow the master to properly reset the slave units.

The oscillator may be synchronized to an external clock source by setting the internal free-running oscillator frequency 10% slower than the external clock and driving pin 3 with a pulse train (approx. 3V) from the clock. Pulse width should be greater than 50 ns to insure full synchronization.

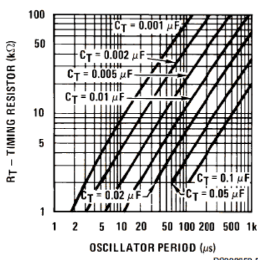


FIGURE 2.

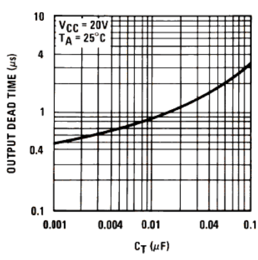


FIGURE 3.

ERROR AMPLIFIER

The error amplifier is a differential input, transconductance amplifier. Its gain, nominally 86 dB, is set by either feedback or output loading. This output loading can be done with either purely resistive or a combination of resistive and reactive components. A graph of the amplifier's gain vs output load resistance is shown in *Figure 4*.

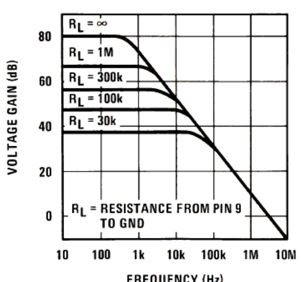


FIGURE 4.

The output of the amplifier, or input to the pulse width modulator, can be overridden easily as its output impedance is very high ($Z_O \cong 5$ MΩ). For this reason a DC voltage can be

www.national.com 6

Functional Description (Continued)

applied to pin 9 which will override the error amplifier and force a particular duty cycle to the outputs. An example of this could be a non-regulating motor speed control where a variable voltage was applied to pin 9 to control motor speed. A graph of the output duty cycle vs the voltage on pin 9 is shown in *Figure 5*.

The duty cycle is calculated as the percentage ratio of each output's ON-time to the oscillator period. Paralleling the outputs doubles the observed duty cycle.

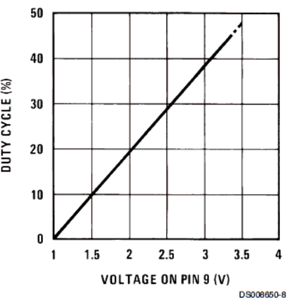


FIGURE 5.

The amplifier's inputs have a common-mode input range of 1.5V–5.5V. The on board regulator is useful for biasing the inputs to within this range.

CURRENT LIMITING

The function of the current limit amplifier is to override the error amplifier's output and take control of the pulse width. The output duty cycle drops to about 25% when a current limit sense voltage of 200 mV is applied between the $+C_L$ and $-C_L$ sense terminals. Increasing the sense voltage approximately 5% results in a 0% output duty cycle. Care should be taken to ensure the −0.7V to +1.0V input common-mode range is not exceeded.

In most applications, the current limit sense voltage is produced by a current through a sense resistor. The accuracy of this measurement is limited by the accuracy of the sense resistor, and by a small offset current, typically 100 µA, flowing from +CL to −CL.

OUTPUT STAGES

The outputs of the LM3524D are NPN transistors, capable of a maximum current of 200 mA. These transistors are driven 180° out of phase and have non-committed open collectors and emitters as shown in *Figure 6*.

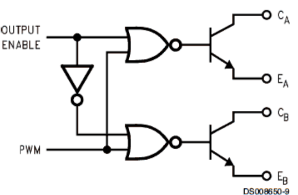
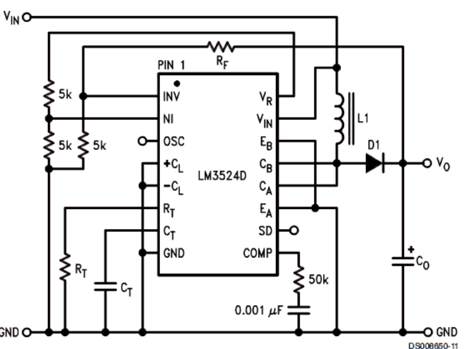


FIGURE 6.

7 www.national.com

Typical Applications



Design Equations

$$R_F = 5k\left(\frac{V_o}{2.5} - 1\right)$$

$$f_{OSC} \cong \frac{1}{R_T C_T}$$

$$L1 = \frac{2.5V_{IN}^2\,(V_o - V_{IN})}{f_{OSC} I_o V_o^2}$$

$$C_o = \frac{I_o\,(V_o - V_{IN})}{f_{OSC}\,\Delta V_o V_o}$$

$$I_{o(MAX)} = I_{IN}\frac{V_{IN}}{V_o}$$

FIGURE 7. Positive Regulator, Step-Up Basic Configuration ($I_{IN(MAX)}$ = 80 mA)

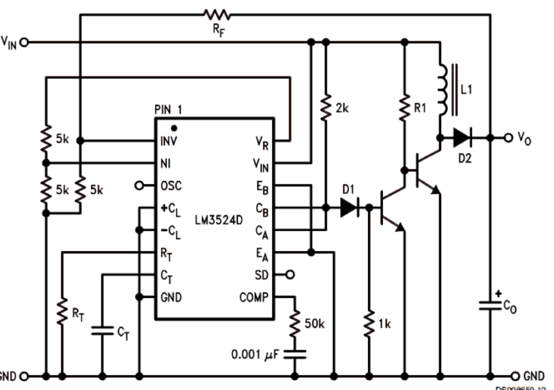
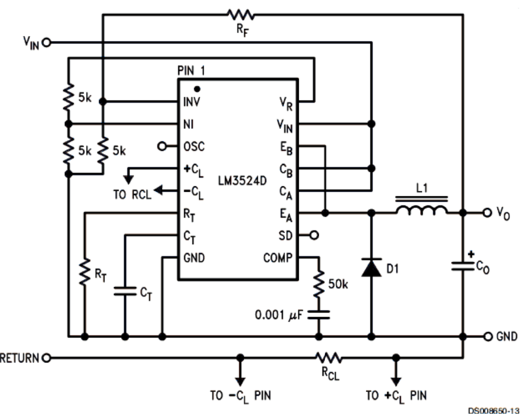


FIGURE 8. Positive Regulator, Step-Up Boosted Current Configuration

www.national.com 8

Typical Applications (Continued)



Design Equations

$$R_F = 5\ k\Omega\left(\frac{V_o}{2.5} - 1\right)$$

$$R_{CL} = \frac{\text{Current Limit Sense Volt}}{I_{o(MAX)}}$$

$$f_{OSC} \cong \frac{1}{R_T C_T}$$

$$L1 = \frac{2.5V_o\,(V_{IN} - V_o)}{I_o\,V_{IN}\,f_{OSC}}$$

$$C_o = \frac{(V_{IN} - V_o)\,V_o T^2}{8\,\Delta V_o\,V_{IN} L1}$$

$$I_{o(MAX)} = I_{IN}\frac{V_{IN}}{V_o}$$

FIGURE 9. Positive Regulator, Step-Down Basic Configuration ($I_{IN(MAX)}$ = 80 mA)

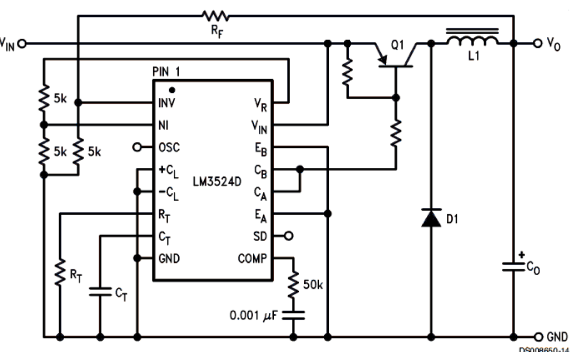
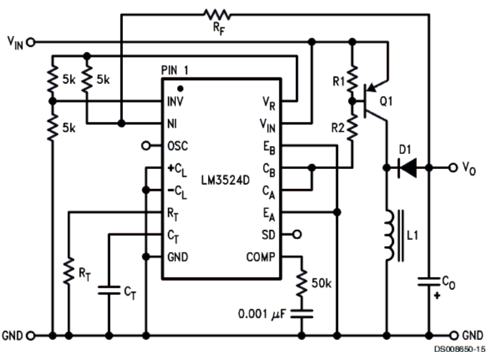


FIGURE 10. Positive Regulator, Step-Down Boosted Current Configuration

9 www.national.com

Typical Applications (Continued)



Design Equations

$$R_F = 5k\left(1 - \frac{V_o}{2.5}\right)$$

$$f_{OSC} \cong \frac{1}{R_T C_T}$$

$$L1 = \frac{2.5V_{IN}\,V_o}{f_{OSC}\,(V_o + V_{IN})\,I_o}$$

$$C_o = \frac{I_o V_o}{\Delta V_o\,f_{OSC}\,(V_o + V_{IN})}$$

FIGURE 11. Boosted Current Polarity Inverter

BASIC SWITCHING REGULATOR THEORY AND APPLICATIONS

The basic circuit of a step-down switching regulator circuit is shown in *Figure 12*, along with a practical circuit design using the LM3524D in *Figure 15*.

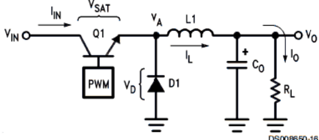


FIGURE 12. Basic Step-Down Switching Regulator

The circuit works as follows: Q1 is used as a switch, which has ON and OFF times controlled by the pulse width modulator. When Q1 is ON, power is drawn from V_{IN} and supplied to the load through L1; V_A is at approximately V_{IN}, D1 is reverse biased, and C_o is charging. When Q1 turns OFF the inductor L1 will force V_A negative to keep the current flowing in it, D1 will start conducting and the load current will flow through D1 and L1. The voltage at V_A is smoothed by the L1, C_o filter giving a clean DC output. The current flowing through L1 is equal to the nominal DC load current plus some ΔI_L which is due to the changing voltage across it. *A good rule of thumb is to set* $\Delta I_{LP\text{-}P} \cong 40\% \times I_o$.

www.national.com 10

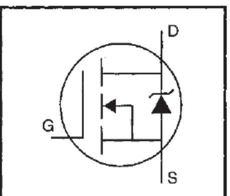
International
IOR Rectifier

PD-9.376H

IRF840

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$V_{DSS} = 500V$

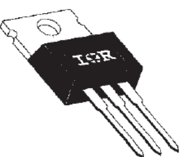
$R_{DS(on)} = 0.85\Omega$

$I_D = 8.0A$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	8.0	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	5.1	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	32	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	510	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	8.0	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

269

IRF840

IOR

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250µA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.78	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.85	Ω	V_{GS}=10V, I_D=4.8A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250µA
g_{fs}	Forward Transconductance	4.9	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=4.8A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	µA	V_{DS}=500V, V_{GS}=0V
		—	—	250		V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	63	nC	I_D=8.0A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	9.3		V_{DS}=400V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	32		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	V_{DD}=250V
t_r	Rise Time	—	23	—		I_D=8.0A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	49	—		R_G=9.1Ω
t_f	Fall Time	—	20	—		R_D=31Ω See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	310	—		V_{DS}=25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	8.0	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	32		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	T_J=25°C, I_S=8.0A, V_{GS}=0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	460	970	ns	T_J=25°C, I_F=8.0A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.2	8.9	µC	di/dt=100A/µs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=14mH R_G=25Ω, I_{AS}=8.0A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤8.0A, di/dt≤100A/µs, V_{DD}≤$V_{(BR)DSS}$, T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 µs; duty cycle ≤2%.

270

IRF840

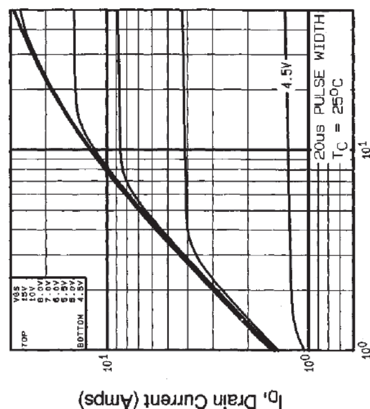


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

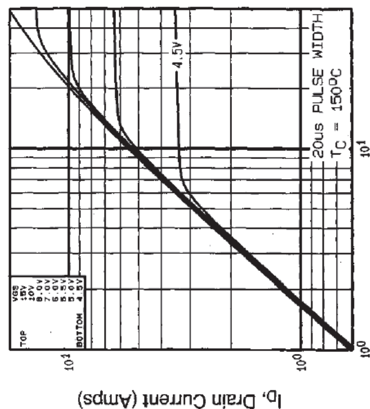


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

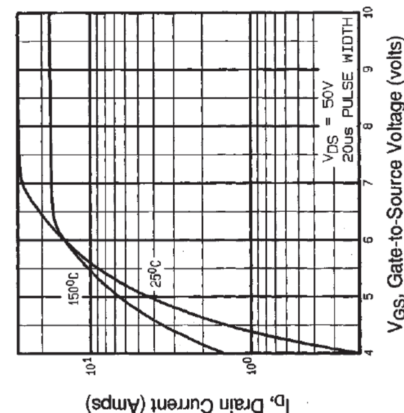


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

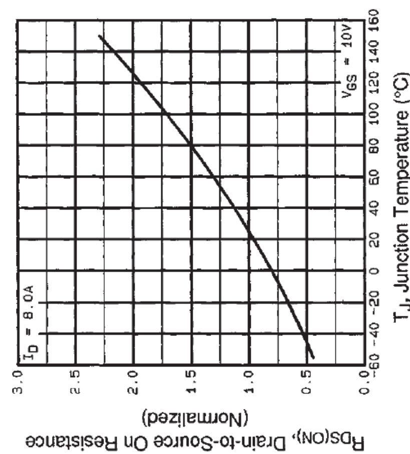


Fig 4. Normalized On-Resisance Vs. Temperature

DATA SHEETS

271

IRF840

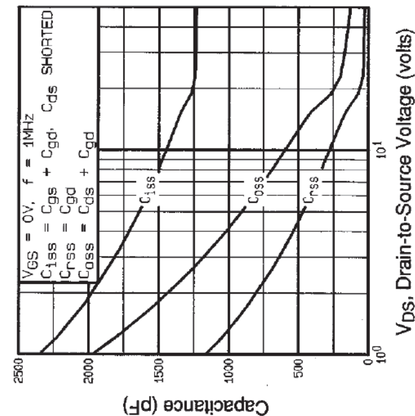


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

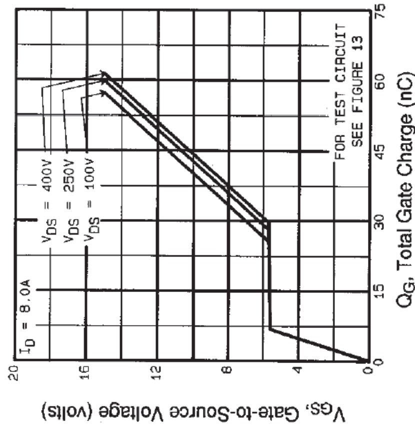


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

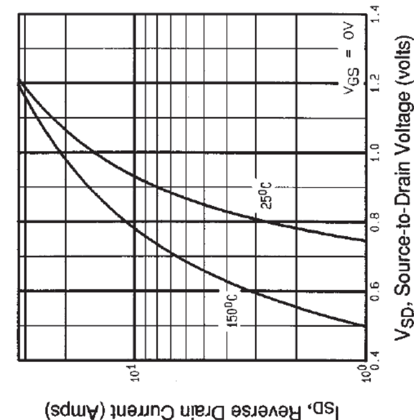


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

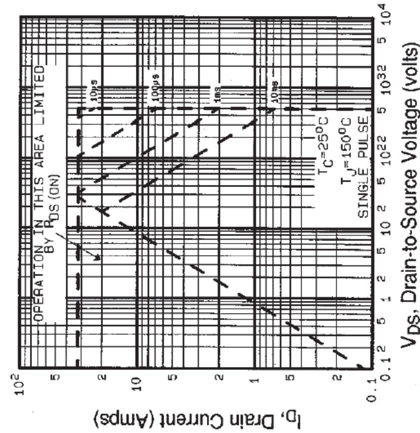


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

IOR IRF840

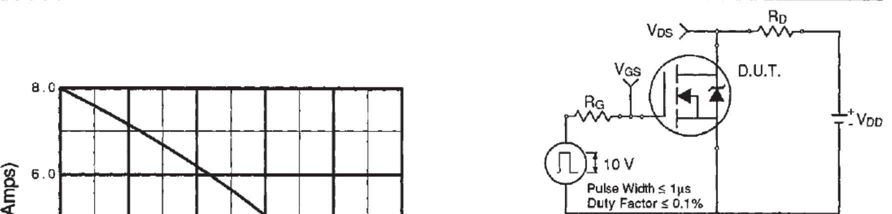


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

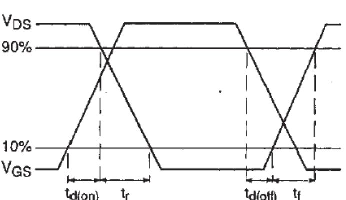


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

V_{DS} 90% 10% V_{GS} $t_{d(on)}$ t_r $t_{d(off)}$ t_f

Fig 10b. Switching Time Waveforms

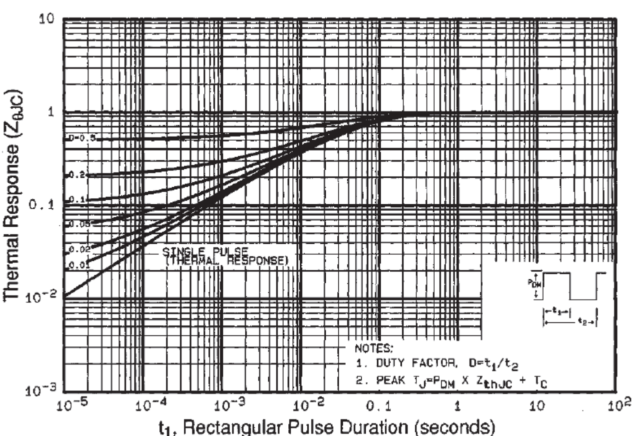


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

273

DATA SHEETS

IRF840 IOR

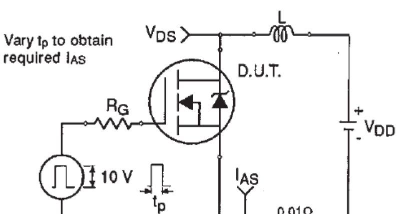


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

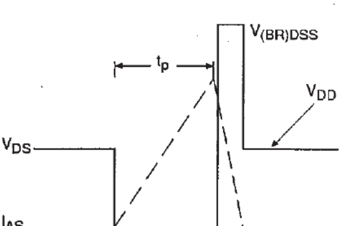


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

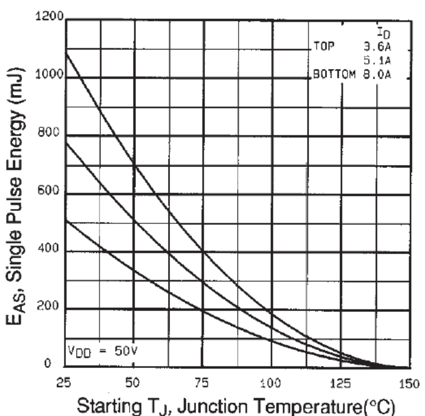


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

10 V Q_G Q_{GS} Q_{GD} V_G Charge

Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

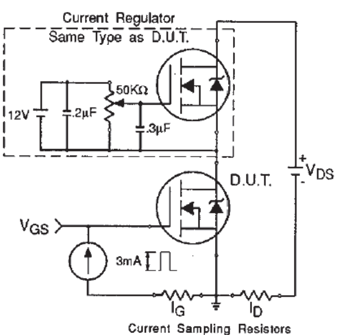


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

International IOR Rectifier

274

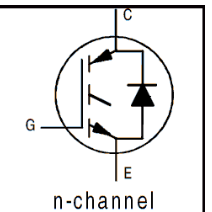
International
IOR Rectifier

PD91753A

IRG4IBC30UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

UltraFast CoPack IGBT



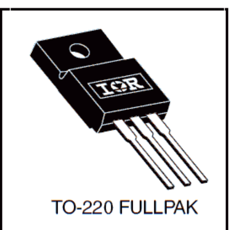
V_{CES} = 600V

$V_{CE(on)}$ typ. = 1.95V

@V_{GE} = 15V, I_C = 12A

Features

- 2.5kV, 60s insulation voltage ⑤
- 4.8 mm creapage distance to heatsink
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultrasoft recovery antiparallel diodes
- Tighter parameter distribution
- Industry standard Isolated TO-220 Fullpak™ outline



TO-220 FULLPAK

Benefits

- Simplified assembly
- Highest efficiency and power density
- HEXFRED™ antiparallel Diode minimizes switching losses and EMI

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
I_C @ T_C = 25°C	Continuous Collector Current	17	A
I_C @ T_C = 100°C	Continuous Collector Current	8.9	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	92	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	92	
I_F @ T_C = 100°C	Diode Continuous Forward Current	8.5	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	92	
Visol	RMS Isolation Voltage, Terminal to Case⑤	2500	V
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	
P_D @ T_C = 25°C	Maximum Power Dissipation	45	W
P_D @ T_C = 100°C	Maximum Power Dissipation	18	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{θJC}$	Junction-to-Case - IGBT	——	2.8	°C/W
$R_{θJC}$	Junction-to-Case - Diode	——	4.1	
$R_{θJA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	——	65	
Wt	Weight	2.0 (0.07)	——	g (oz)

www.irf.com 1

7/17/2000

IRG4IBC30UD

International
IOR Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ƒ	600	——	——	V	V_{GE} = 0V, I_C = 250μA
$ΔV_{(BR)CES}/ΔT_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	——	0.63	——	V/°C	V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	——	1.95	2.1	V	I_C = 12A; V_{GE} = 15V
		——	2.52	——		I_C = 23A; See Fig. 2, 5
		——	2.09	——		I_C = 12A, T_J = 150°C
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	——	6.0		V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250μA
$ΔV_{GE(th)}/ΔT_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	——	-11	——	mV/°C	V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250μA
g_{fe}	Forward Transconductance ④	3.1	8.6	——	S	V_{CE} = 100V, I_C = 12A
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	——	——	250	μA	V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V
		——	——	2500		V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150°C
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	——	1.4	1.7	V	I_C = 12A; See Fig. 13
		——	1.3	1.6		I_C = 12A, T_J = 150°C
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	——	——	±100	nA	V_{GE} = ±20V

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	——	50	75	nC	I_C = 12A
Qge	Gate - Emitter Charge (turn-on)	——	8.1	12		V_{CC} = 400V See Fig. 8
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	——	18	27		V_{GE} = 15V
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	——	40	——	ns	T_J = 25°C
t_r	Rise Time	——	21	——		I_C = 12A, V_{CC} = 480V
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	——	91	140		V_{GE} = 15V, R_G = 23Ω
t_f	Fall Time	——	80	130		Energy losses include "tail" and
E_{on}	Turn-On Switching Loss	——	0.38	——	mJ	diode reverse recovery.
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	——	0.16	——		See Fig. 9, 10, 11, 18
E_{ts}	Total Switching Loss	——	0.54	0.9		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	——	40	——	ns	T_J = 150°C, See Fig. 9, 10, 11, 18
t_r	Rise Time	——	22	——		I_C = 12A, V_{CC} = 480V
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	——	120	——		V_{GE} = 15V, R_G = 23Ω
t_f	Fall Time	——	180	——		Energy losses include "tail" and
E_{ts}	Total Switching Loss	——	0.89	——	mJ	diode reverse recovery.
L_E	Internal Emitter Inductance	——	7.5	——	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	——	1100	——	pF	V_{GE} = 0V
C_{oes}	Output Capacitance	——	73	——		V_{CC} = 30V See Fig. 7
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	——	14	——		f = 1.0MHz
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	——	42	60	ns	T_J = 25°C See Fig. 14; I_F = 12A
		——	80	120		T_J = 125°C
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	——	3.5	6.0	A	T_J = 25°C See Fig. 15; V_R = 200V
		——	5.6	10		T_J = 125°C
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	——	80	180	nC	T_J = 25°C See Fig. 16; di/dt 200A/μs
		——	220	600		T_J = 125°C
$di_{(rec)M}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	——	180	——	A/μs	T_J = 25°C See Fig. 17
		——	120	——		T_J = 125°C

2 www.irf.com

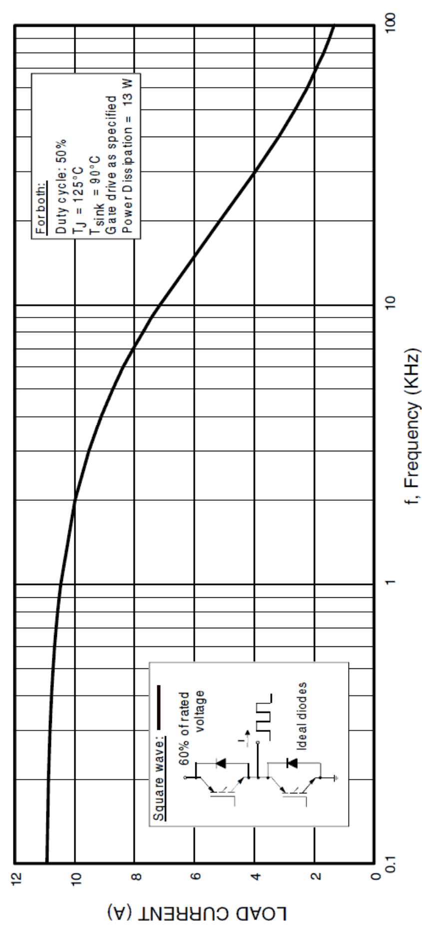


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency (Load Current = I_{RMS} of fundamental)

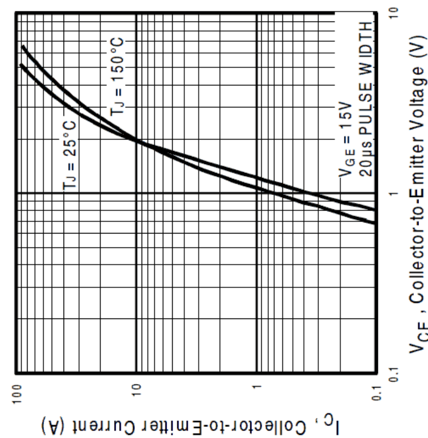


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

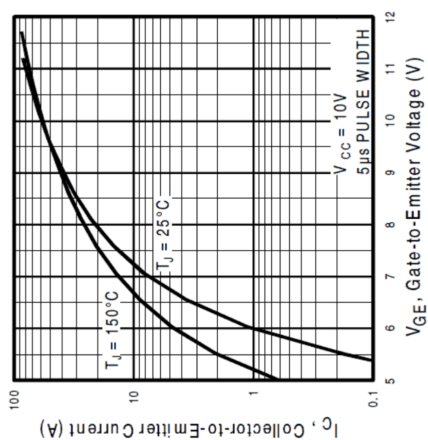


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

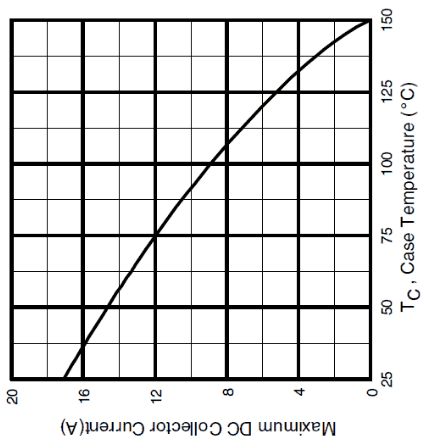


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

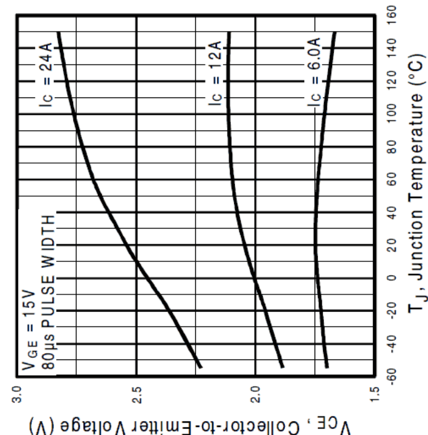


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

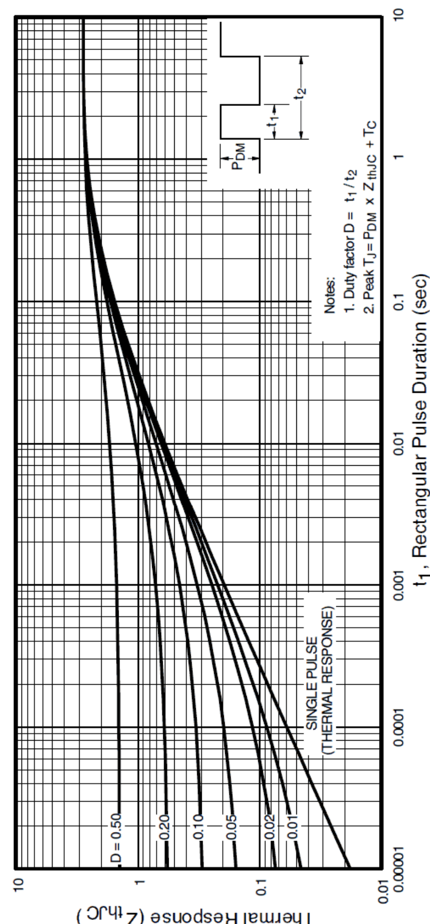


Fig. 6 - Maximum IGBT Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

International IOR Rectifier

IRG4IBC30UD

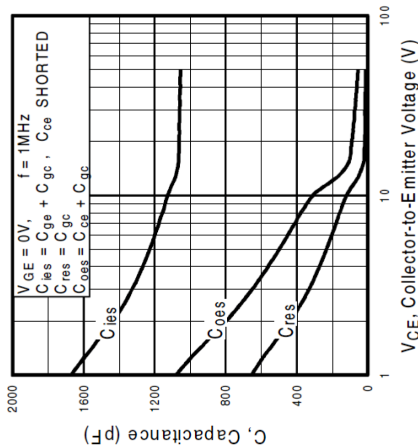


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

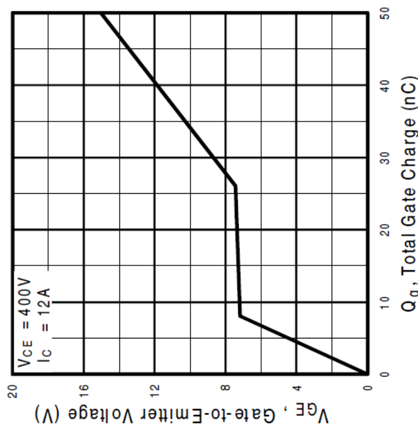


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

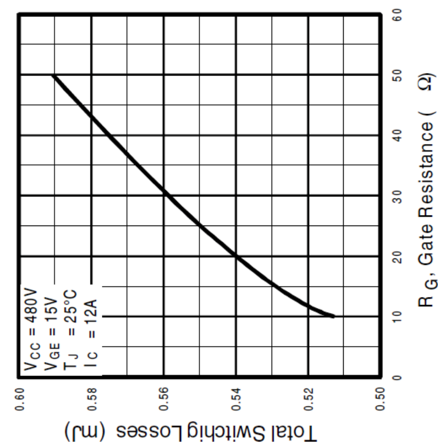


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

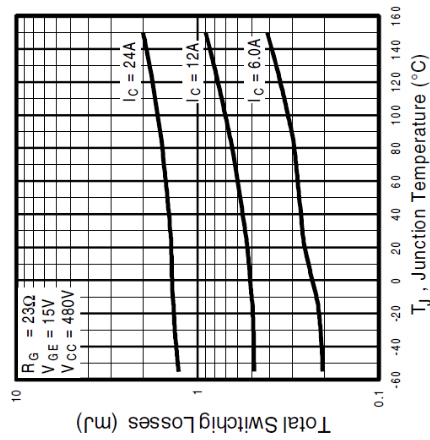


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

www.irf.com 5

IRG4IBC30UD

International IOR Rectifier

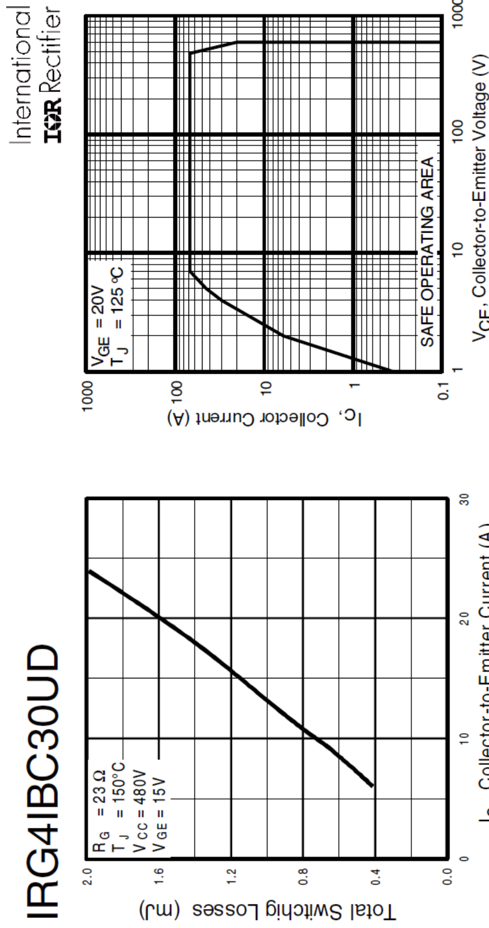
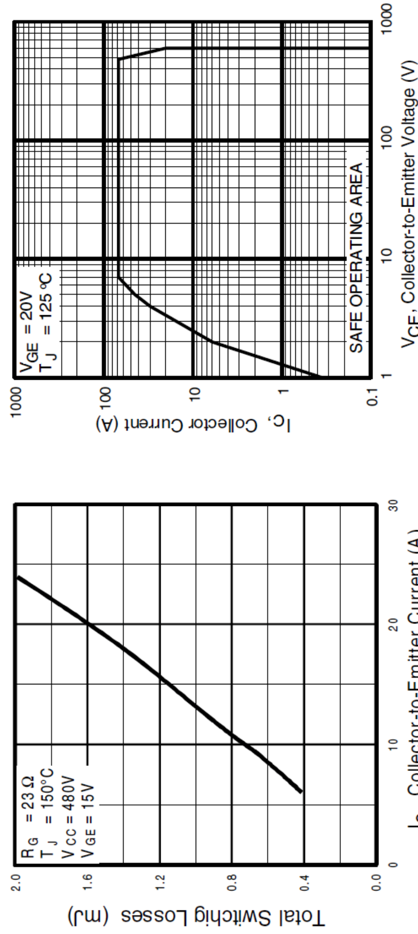



Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

Fig. 12 - Turn-Off SOA

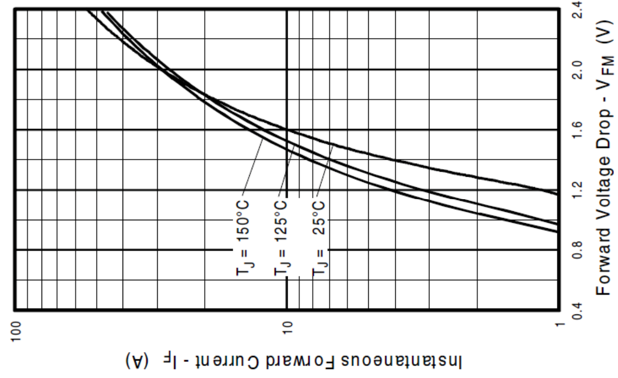


Fig. 13 - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

6 www.irf.com

International IGR Rectifier

IRG4IBC30UD

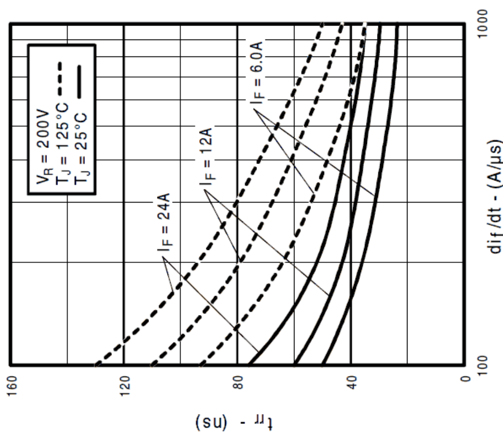


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di_f/dt

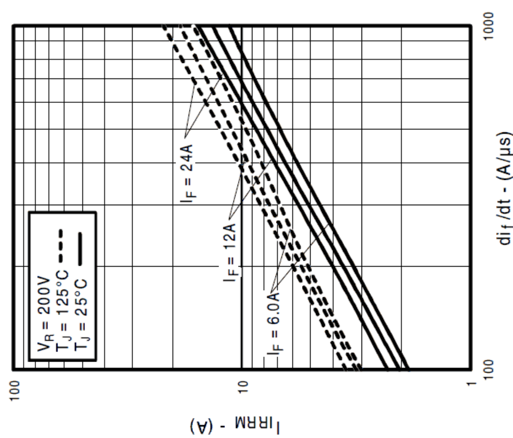


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di_f/dt

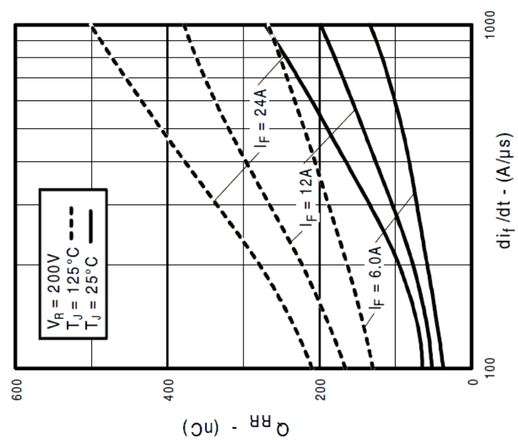


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di_f/dt

Fig. 17 - Typical $di_{(rec)M}/dt$ vs. di_f/dt

www.irf.com 7

IRG4IBC30UD

International IGR Rectifier

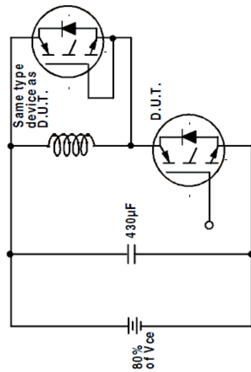


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM}, E_{on}, $E_{off(diode)}$, t_{rr}, Q_{rr}, I_{rr}, $t_{d(on)}$, t_r, $t_{d(off)}$, t_f

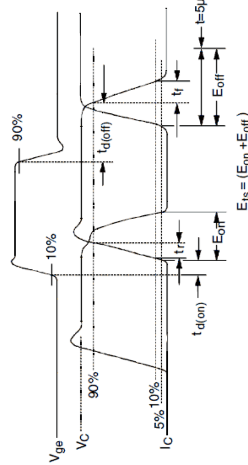


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off}, $t_{d(off)}$, t_f

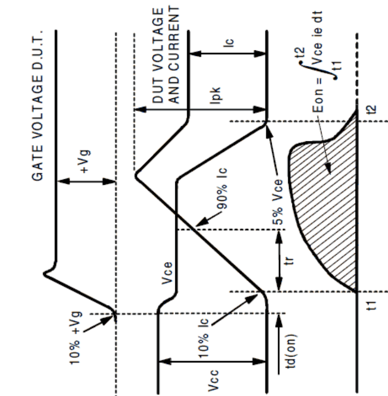


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on}, $t_{d(on)}$, t_r

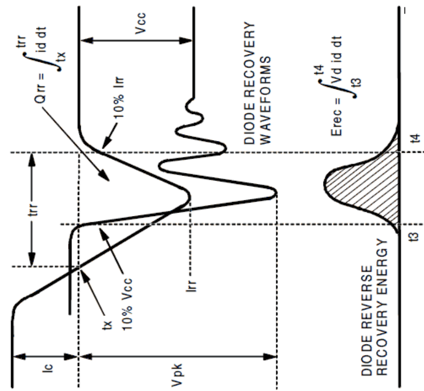


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec}, t_{rr}, Q_{rr}, I_{rr}

8 www.irf.com





B41896

Up to 135 °C

Specifications and characteristics in brief

Rated voltage V_R	25 ... 50 V DC			
Surge voltage V_S	$1.15 \cdot V_R$			
Rated capacitance C_R	470 ... 10000 µF			
Capacitance tolerance	±20% ≙ M			
Dissipation factor tan δ (20 °C, 120 Hz)	For capacitance higher than 1000 µF add 0.02 for every increase of 1000 µF.			
	V_R (V DC)	25	35	50
	tan δ (max.)	0.17	0.12	0.10
Leakage current I_{leak} (20 °C, 5 min)	$I_{leak} = 0.01\ \mu A \cdot \left(\frac{C_R}{\mu F} \cdot \frac{V_R}{V}\right)$ or 3 µA, whichever is greater			
Self-inductance ESL	Diameter (mm)	≤ 12.5	16	18
	ESL (nH)	20	26	34
Useful life[1]				
125 °C; V_R; $I_{AC,R}$	> 3500 h for d = 10 mm > 7000 h for d ≥ 12.5 mm			
135 °C; V_R; $0.75 \cdot I_{AC,R}$	> 1000 h for d = 10 mm > 3000 h for d ≥ 12.5 mm			
Requirements	|ΔC/C| ≤ 35% of initial value tan δ ≤ 3 times initial specified limit I_{leak} ≤ initial specified limit			
Voltage endurance test 125 °C, V_R	3500 h for d = 10 mm 7000 h for d ≥ 12.5 mm			
Post test requirements	|ΔC/C| ≤ 30% of initial value tan δ ≤ 2 times initial specified limit I_{leak} ≤ initial specified limit			
Vibration resistance test	To IEC 60068-2-6, test Fc: Frequency range 10 Hz ... 2 kHz, displacement amplitude max. 1.5 mm, acceleration max. 20 *g*, duration 3 × 2 h. Capacitor rigidly clamped by the aluminum case.			
IEC climatic category	To IEC 60068-1: 55/125/56 (−55 °C/+125 °C/56 days damp heat test)			
Sectional specification	IEC 60384-4, AEC-Q200			

1) Refer to chapter "General technical information, 5 Useful life" on how to interpret useful life.





B41896

Up to 135 °C

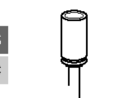
Technical data and ordering codes

C_R 120 Hz 20 °C µF	Case dimensions d × l mm	ESR_{max} 10 kHz −40 °C Ω	ESR_{max} 10 kHz 20 °C Ω	Z_{max} 100 kHz 20 °C Ω	$I_{AC,R}$ 100 kHz 125 °C mA	Ordering code (composition see below)
V_R = 50 V DC						
180	10 × 20	0.592	0.074	0.062	1205	B41896C6187M***
220	10 × 20	0.592	0.074	0.062	1205	B41896C6227M***
270	12.5 × 20	0.484	0.061	0.055	1820	B41896C6277M***
330	12.5 × 20	0.484	0.061	0.055	1820	B41896C6337M***
390	12.5 × 25	0.352	0.044	0.041	2280	B41896D6397M***
470	12.5 × 25	0.352	0.044	0.041	2280	B41896E6477M***
470	16 × 20	0.299	0.037	0.034	2280	B41896D6477M***
560	16 × 20	0.299	0.037	0.034	2280	B41896C6567M***
680	16 × 25	0.238	0.030	0.026	2860	B41896C6687M***
680	18 × 20	0.273	0.034	0.031	2490	B41896D6687M***
820	16 × 31.5	0.185	0.023	0.022	3160	B41896C6827M***
1000	16 × 31.5	0.185	0.023	0.022	3160	B41896C6108M***
1200	18 × 31.5	0.178	0.022	0.021	3500	B41896C6128M***
1500	18 × 35	0.178	0.022	0.019	3840	B41896C6158M***
1800	18 × 40	0.150	0.019	0.016	4230	B41896C6188M***

Composition of ordering code

*** = Version

- 000 = for standard leads, bulk
- 001 = for kinked leads, bulk (for d × l = 10 × 20 ... 12.5 × 25 mm and ∅ 16 ... 18 mm)
- 002 = for cut leads, bulk (for d × l = 10 × 20 ... 12.5 × 25 mm and ∅ 16 ... 18 mm)
- 003 = for crimped leads, blister (for ∅ 16 ... 18 mm)
- 004 = for J leads, blister (for ∅ 10 ... 18 mm, excluding d × l = 12.5 × 30/40 and 18 × 40 mm)
- 008 = for taped leads, Ammo pack, lead spacing F = 5.0 mm (for d × l = 10 × 20 ... 12.5 × 25 mm)
- 009 = for taped leads, Ammo pack, lead spacing F = 7.5 mm (for d × l = 16 × 20 ... 16 × 31.5 mm and 18 × 20 ... 18 × 31.5 mm)
- 012 = for bent 90° leads, blister (for ∅ 16 ... 18 mm)



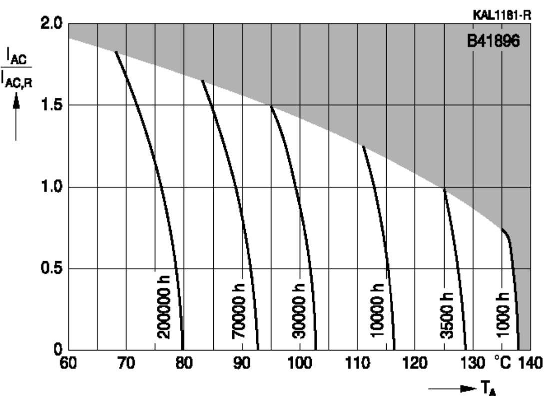
B41896

Up to 135 °C

Useful life[1)]

depending on ambient temperature T_A under ripple current operating conditions

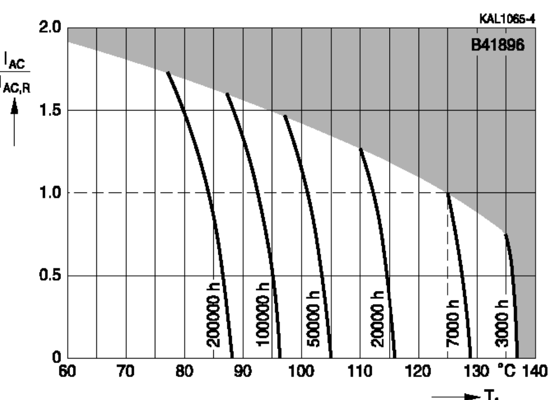
d = 10 mm



Useful life[1)]

depending on ambient temperature T_A under ripple current operating conditions

d ≥ 12.5 mm



1) Refer to chapter "General technical information, 5 Useful life" on how to interpret useful life.

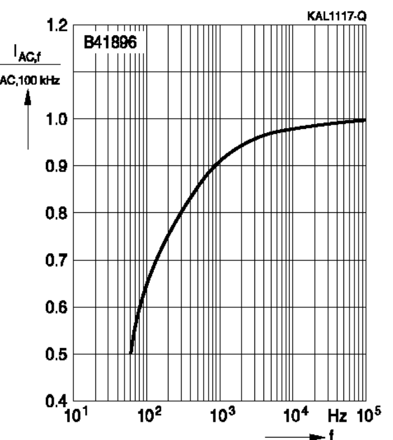
Please read *Cautions and warnings* and *Important notes* at the end of this document.

Page 9 of 28





Frequency factor of permissible ripple current I_{AC} versus frequency f



Please read *Cautions and warnings* and *Important notes* at the end of this document.

Page 10 of 28

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460



ON Semiconductor®

http://onsemi.com

SWITCHMODE Power Rectifiers

These state–of–the–art devices are a series designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

ULTRAFAST RECTIFIERS
4.0 AMPERES, 50–600 VOLTS





AXIAL LEAD
CASE 267
STYLE 1

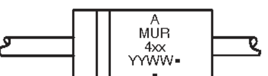
Features

- Ultrafast 25 ns, 50 ns and 75 ns Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 V
- Shipped in Plastic Bags, 500 per Bag
- Available in Tape and Reel, 1500 per Reel, by Adding a “RLG” Suffix to the Part Number
- MUR460 available in Fan Fold Ammo Pak, 1000 per Box, by adding a “FFG” suffix to the part number
- These are Pb–Free Packages*

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.1 Gram (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Polarity: Cathode indicated by Polarity Band

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
MUR4xx = Device Number
x = 05, 10, 15, 20, 40, 60
YY = Year
WW = Work Week
▪ = Pb–Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 3 of this data sheet.

*For additional information on our Pb–Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

May, 2013 – Rev. 15

Publication Order Number:
MUR420/D

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR 405	410	415	420	440	460	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	150	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current (Square Wave) (Mounting Method #3 Per Note 2)	$I_{F(AV)}$	4.0 @ T_A = 80°C				4.0 @ T_A = 40°C		A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, half wave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	125				110		A
Operating Junction Temperature & Storage Temperature	T_J, T_{stg}	– 65 to +175						°C

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

THERMAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	MUR 405	410	415	420	440	460	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 2						°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	MUR 405	410	415	420	440	460	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) (i_F = 3.0 A, T_J = 150°C) (i_F = 3.0 A, T_J = 25°C) (i_F = 4.0 A, T_J = 25°C)	v_F	 0.71 0.88 0.89				 1.05 1.25 1.28		V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated dc Voltage, T_J = 150°C) (Rated dc Voltage, T_J = 25°C)	i_R	 150 5				 250 10		μA
Maximum Reverse Recovery Time (I_F = 1.0 A, di/dt = 50 A/μs) (I_F = 0.5 A, i_R = 1.0 A, I_{REC} = 0.25 A)	t_{rr}	 35 25				 75 50		ns
Maximum Forward Recovery Time (I_F = 1.0 A, di/dt = 100 A/μs, Recovery to 1.0 V)	t_{fr}	25				50		ns
Controlled Avalanche Energy (Maximum)	W_{aval}				5			mJ
Typical Peak Reverse Recovery Current (I_F = 1.0 A, di/dt = 50 A/μs)	I_{RM}	0.8				1.7		A

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MUR440, MUR460

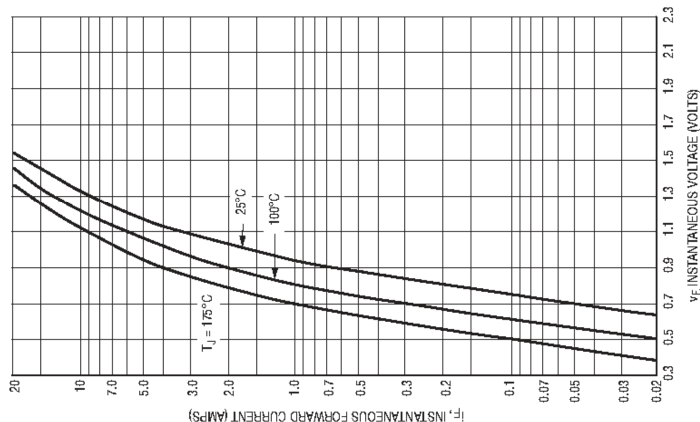


Figure 6. Typical Forward Voltage

Figure 7. Typical Reverse Current

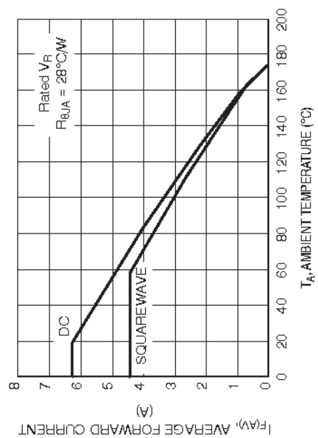


Figure 8. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 2)

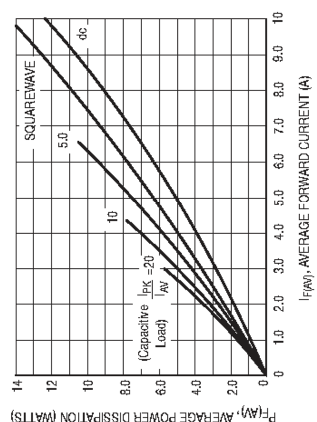


Figure 9. Power Dissipation

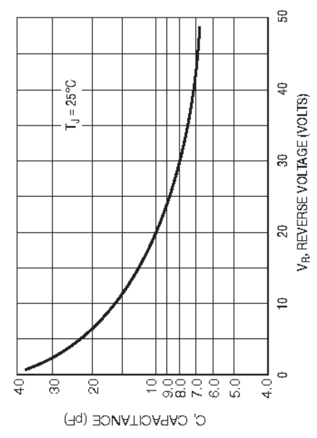


Figure 10. Typical Capacitance

http://onsemi.com
5

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420

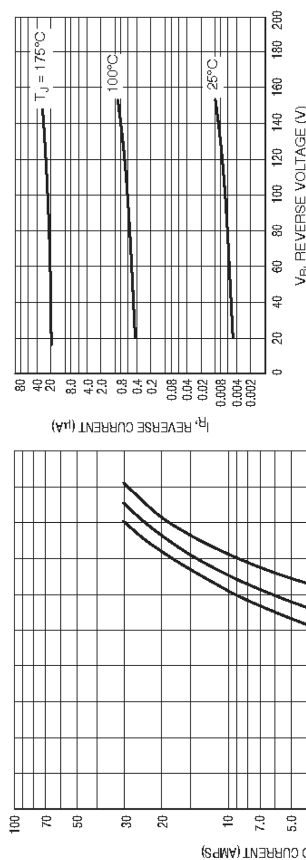


Figure 1. Typical Forward Voltage

Figure 2. Typical Reverse Current

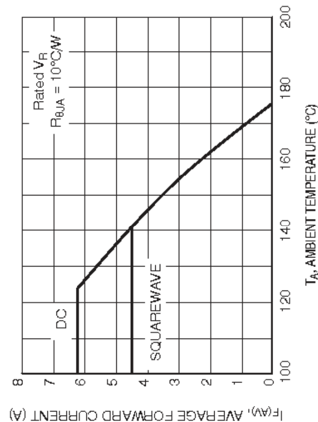


Figure 3. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 2)

Figure 4. Power Dissipation

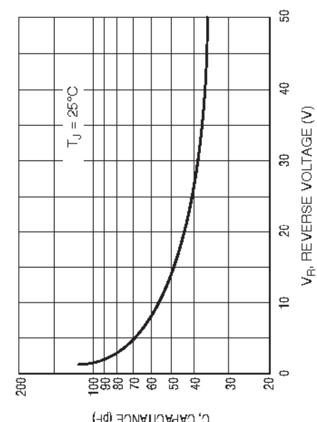


Figure 5. Typical Capacitance

http://onsemi.com
4

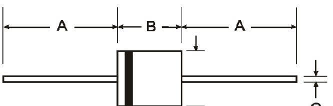
DIODES INCORPORATED

6A05 - 6A10

6.0A SILICON RECTIFIER

Features

- High Surge Current Capability
- Low Leakage and Forward Voltage Drop
- **Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 1)**



R-6		
Dim	**Min**	**Max**
A	25.40	-
B	8.60	9.10
C	1.20	1.30
D	8.60	9.10
All Dimensions in mm		

Mechanical Data

- Case: R-6
- Case Material: Molded Plastic. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-020C
- Terminals: Finish — Tin. Axial Leads, Solderable per MIL-STD-202, Method 208 (e3)
- Polarity: Color Band Indicates Cathode
- Ordering Information: See Page 3
- Approximate Weight: 2.1 grams

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @T_A = 25°C unless otherwise specified

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, halfwave, 60Hz, resistive or inductive load.

Characteristic	Symbol	6A05	6A1	6A2	6A4	6A6	6A8	6A10	Unit
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current 9.5mm lead length @ T_A = 75°C (See Fig. 1)	$I_{(AV)}$	6.0							A
Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	400							A
Maximum Instantaneous Forward Voltage at 6.0A DC	V_{FM}	0.90							V
Maximum DC Reverse Current @ T_A = 25°C at Rated Blocking Voltage @ T_A = 100°C	I_{RM}	10 100							µA
Operating and Storage Temperature Range	T_j, T_{STG}	-65 to +175							°C

Notes: 1. RoHS revision 13.2.2003. Glass and high temperature solder exemptions applied, see *EU Directive Annex Notes 5 and 7.*

DS28009 Rev. 9 - 2 | 1 of 3 | www.diodes.com | 6A05 - 6A10 | © Diodes Incorporated

DIODES INCORPORATED

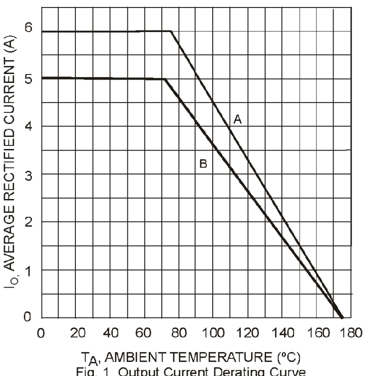
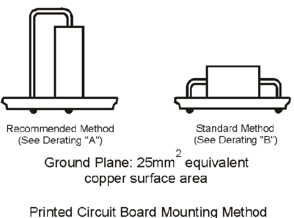


Fig. 1 Output Current Derating Curve



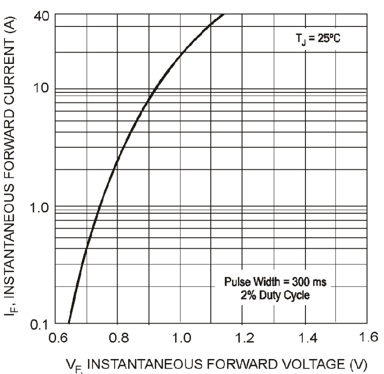


Fig. 2 Typical Forward Characteristics

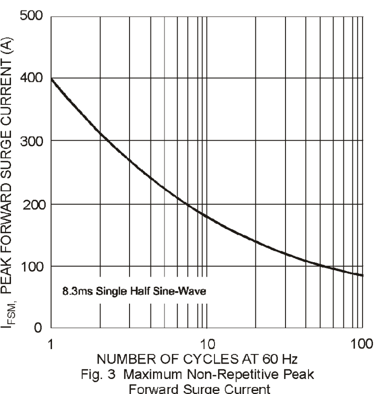


Fig. 3 Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current

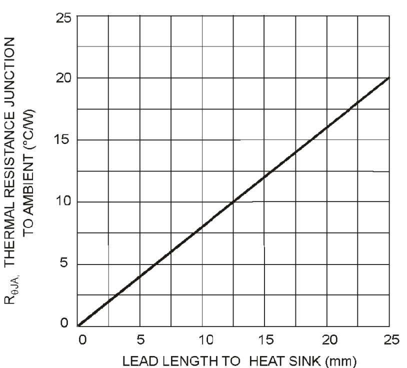


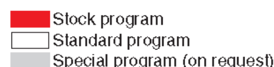
Fig. 4 Typical Thermal Resistance (Using Standard Mounting Method "B")

DS28009 Rev. 9 - 2 | 2 of 3 | www.diodes.com | 6A05 - 6A10 | © Diodes Incorporated

RE 50 ∅50 mm, Graphite Brushes, 200 Watt

NEW

M 1:2


Stock program
Standard program
Special program (on request)

Order Number

Motor Data (provisional)		370354	370355	370356	370357
Values at nominal voltage					
1 Nominal voltage	V	24	36	48	70
2 No load speed	rpm	5778	5778	4865	2806
3 No load current	mA	248	166	100	35
4 Nominal speed	rpm	5538	5538	4615	2545
5 Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	349	349	356	380
6 Nominal current (max. continuous current)	A	9.04	6.03	3.88	1.63
7 Stall torque	mNm	8416	8416	6956	4091
8 Starting current	A	212	142	74	17
9 Max. efficiency	%	93	93	93	91
Characteristics					
10 Terminal resistance	Ω	0.113	0.254	0.649	4.068
11 Terminal inductance	mH	0.094	0.211	0.528	3.371
12 Torque constant	mNm / A	39.6	59.4	94.1	238
13 Speed constant	rpm / V	241	161	102	40.2
14 Speed / torque gradient	rpm / mNm	0.687	0.687	0.700	0.687
15 Mechanical time constant	ms	4.20	4.20	4.24	4.20
16 Rotor inertia	gcm^2	584	584	578	584

Specifications

Thermal data

17	Thermal resistance housing-ambient	3.81 K / W
18	Thermal resistance winding-housing	2.27 K / W
19	Thermal time constant winding	137 s
20	Thermal time constant motor	406 s
21	Ambient temperature	-30 ... +100°C
22	Max. permissible winding temperature	+125°C

Mechanical data (preloaded ball bearings)

23	Max. permissible speed	9800 rpm
24	Axial play at axial load < 12 N	0 mm
	> 12 N	0.1 mm
25	Radial play	0.03 mm
26	Max. axial load (dynamic)	30 N
27	Max. force for press fits (static)	150 N
	(static, shaft supported)	6000 N
28	Max. radial loading, 15 mm from flange	110 N

Other specifications

29	Number of pole pairs	1
30	Number of commutator segments	15
31	Weight of motor	1100 g

Values listed in the table are nominal.
Explanation of the figures on page 49.

Operating Range

n [rpm]; 200 W; 370354; M [mNm]: 100, 200, 300, 400; I [A]: 1.0, 3.0, 5.0, 7.0; n: 2000, 4000, 6000, 8000, 10000

Comments

Continuous operation
In observation of above listed thermal resistance (lines 17 and 18) the maximum permissible winding temperature will be reached during continuous operation at 25°C ambient.
= Thermal limit.

Short term operation
The motor may be briefly overloaded (recurring).

Assigned power rating

maxon Modular System

Overview on page 16 - 21

Planetary Gearhead
∅52 mm
4 - 30 Nm
Page 243

Planetary Gearhead
∅62 mm
8 - 50 Nm
Page 245

Encoder HED_ 5540
500 CPT,
3 channels
Page 269 / 271

Recommended Electronics:

ADS 50/5	Page 282
ADS 50/10	283
ADS_E 50/5	283
ADS_E 50/10	283
EPOS2 50/5	303
EPOS 70/10	303
Notes	**18**

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by MOC3020/D





6-Pin DIP Random-Phase Optoisolators Triac Driver Output
(400 Volts Peak)

MOC3021 [IFT = 15 mA Max]
MOC3022 [IFT = 10 mA Max]
MOC3023* [IFT = 5 mA Max]

*Motorola Preferred Device

The MOC3020 Series consists of gallium arsenide infrared emitting diodes, optically coupled to a silicon bilateral switch.

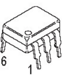
- ***To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.***

They are designed for applications requiring isolated triac triggering.

Recommended for 115/240 Vac(rms) Applications:

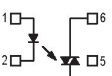
- Solenoid/Valve Controls
- Lamp Ballasts
- Interfacing Microprocessors to 115 Vac Peripherals
- Motor Controls
- Static ac Power Switch
- Solid State Relays
- Incandescent Lamp Dimmers

STYLE 6 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A–04

SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INFRARED EMITTING DIODE			
Reverse Voltage	V_R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Negligible Power in Triac Driver Derate above 25°C	P_D	100 1.33	mW mW/°C
OUTPUT DRIVER			
Off–State Output Terminal Voltage	V_{DRM}	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 120 pps)	I_{TSM}	1	A
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	300 4	mW mW/°C
TOTAL DEVICE			
Isolation Surge Voltage(1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration)	V_{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	330 4.4	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	–40 to +100	°C
Ambient Operating Temperature Range(2)	T_A	–40 to +85	°C
Storage Temperature Range(2)	T_{stg}	–40 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	T_L	260	°C

1. Isolation surge voltage, V_{ISO}, is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.
GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

REV 1



MOC3021 MOC3022 MOC3023

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Reverse Leakage Current (V_R = 3 V)	I_R	—	0.05	100	μA
Forward Voltage (I_F = 10 mA)	V_F	—	1.15	1.5	Volts
OUTPUT DETECTOR (I_F = 0 unless otherwise noted)					
Peak Blocking Current, Either Direction (Rated V_{DRM}(1))	I_{DRM}	—	10	100	nA
Peak On–State Voltage, Either Direction (I_{TM} = 100 mA Peak)	V_{TM}	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off–State Voltage (Figure 7, Note 2)	dv/dt	—	10	—	V/μs
COUPLED					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V(3))	I_{FT}				mA
MOC3021		—	8	15	
MOC3022		—	—	10	
MOC3023		—	—	5	
Holding Current, Either Direction	I_H	—	100	—	μA

1. Test voltage must be applied within dv/dt rating.
2. This is static dv/dt. See Figure 7 for test circuit. Commutating dv/dt is a function of the load–driving thyristor(s) only.
3. All devices are guaranteed to trigger at an I_F value less than or equal to max I_{FT}. Therefore, recommended operating I_F lies between max I_{FT} (15 mA for MOC3021, 10 mA for MOC3022, 5 mA for MOC3023) and absolute max I_F (60 mA).

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_A = 25°C

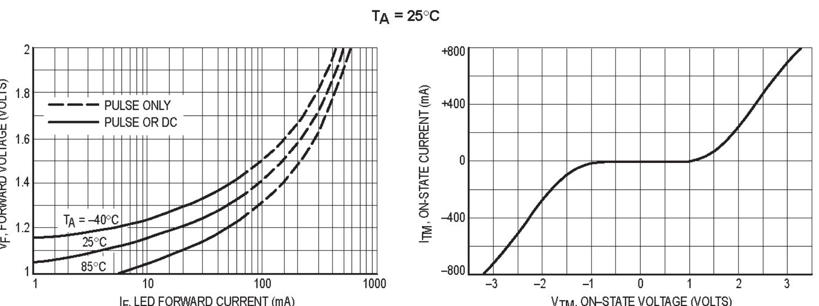


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

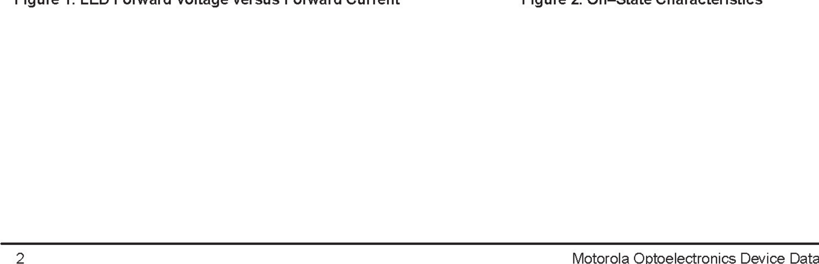


Figure 2. On–State Characteristics

2 Motorola Optoelectronics Device Data

MOC3021 MOC3022 MOC3023

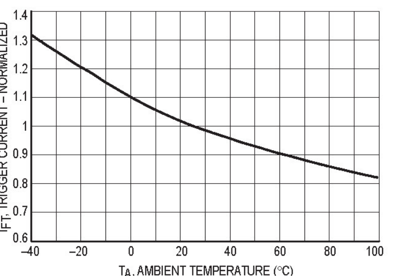


Figure 3. Trigger Current versus Temperature

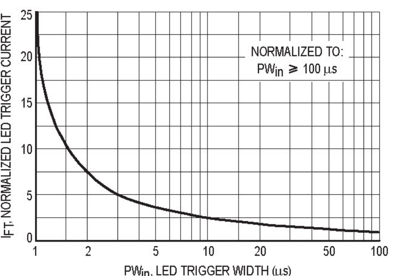


Figure 4. LED Current Required to Trigger versus LED Pulse Width

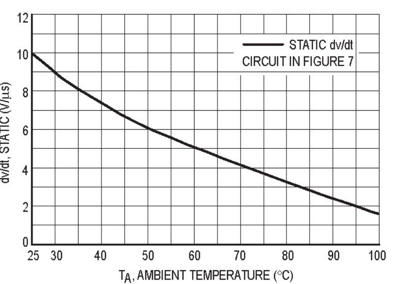


Figure 5. dv/dt versus Temperature

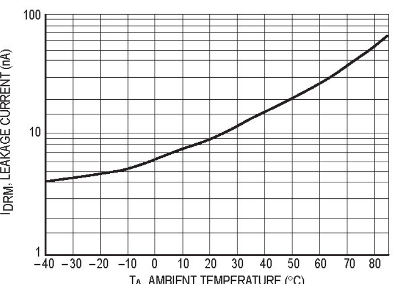
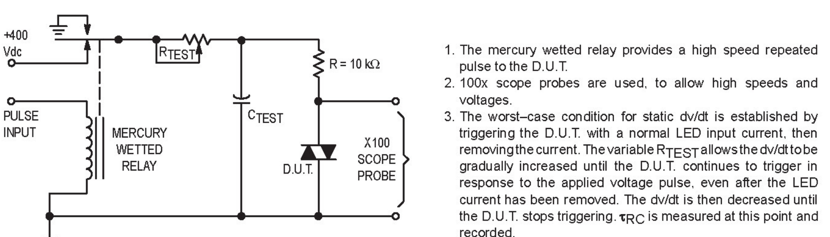


Figure 6. Leakage Current, I_{DRM} versus Temperature

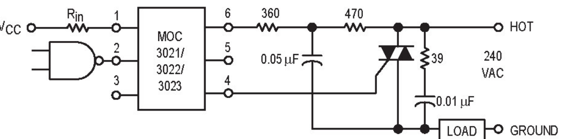


1. The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100x scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
3. The worst–case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable R_{TEST} allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. τ_{RC} is measured at this point and recorded.

$$dv/dt = \frac{0.63\ V_{max}}{\tau_{RC}} = \frac{252}{\tau_{RC}}$$

Figure 7. Static dv/dt Test Circuit

MOC3021 MOC3022 MOC3023



* This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only.

Additional information on the use of optically coupled triac drivers is available in Application Note AN–780A.

In this circuit the "hot" side of the line is switched and the load connected to the cold or ground side.

The 39 ohm resistor and 0.01 μF capacitor are for snubbing of the triac, and the 470 ohm resistor and 0.05 μF capacitor are for snubbing the coupler. These components may or may not be necessary depending upon the particular triac and load used.

Figure 8. Typical Application Circuit

Anotações

Anotações